

第5章 交流-直流变换技术

- 晶闸管单相可控整流电路
- 电感滤波的不控整流电路
- 电感滤波的晶闸管可控整流和有源逆变电路
- 电容滤波的不控整流电路
- 整流电路的谐波和功率因数

- **整流电路：**

- 出现最早的电力电子电路，将交流电变为直流电。

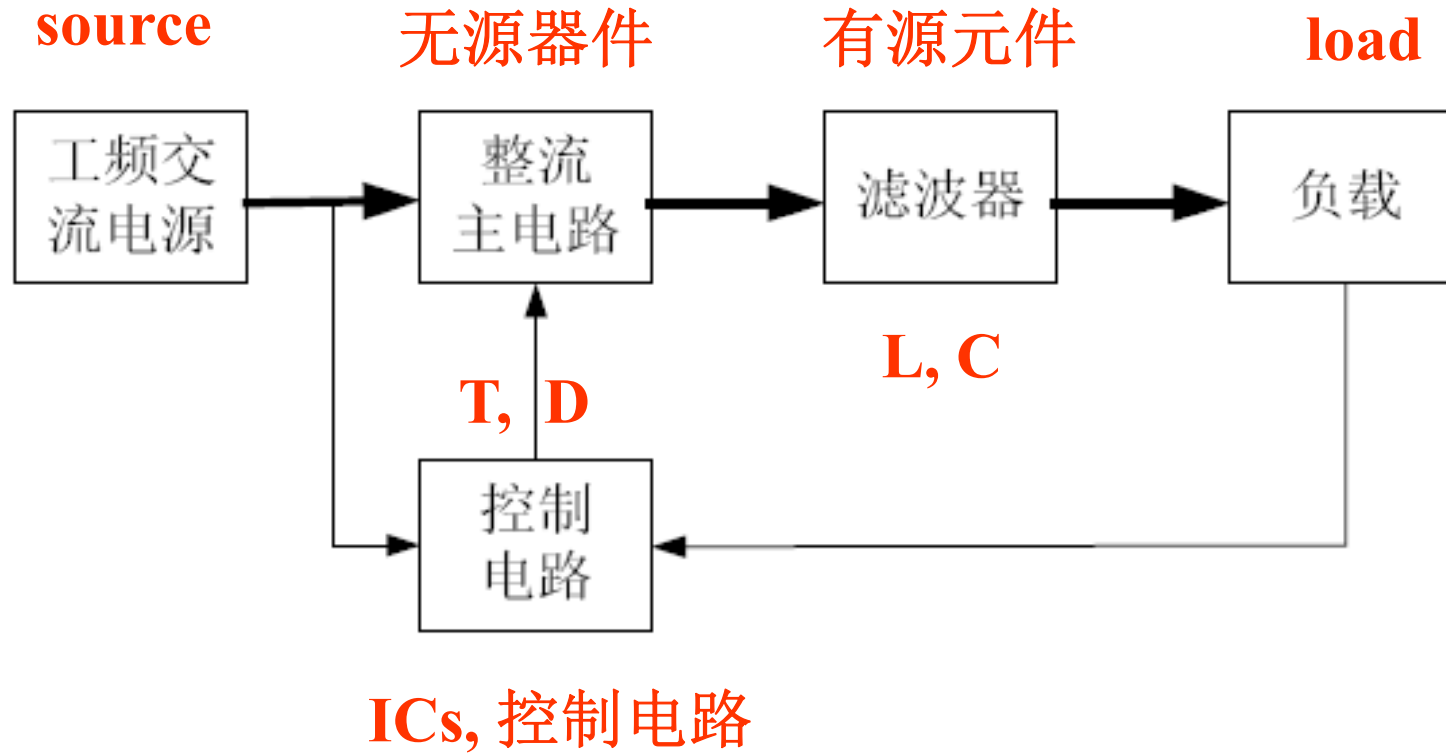
- **整流电路的分类：**

- 按组成的器件可分为不可控、半控、全控三种。
 - 按电路结构可分为桥式电路和零式电路。
 - 按交流输入相数分为单相电路、三相和多相电路。

- **分析方法**

- 电力电子电路中存在非线性的电力电子器件，决定了电力电子电路是非线性电路。
 - 若将器件看作理想开关，则可将电力电子电路简化为分段线性电路，分段进行分析计算。

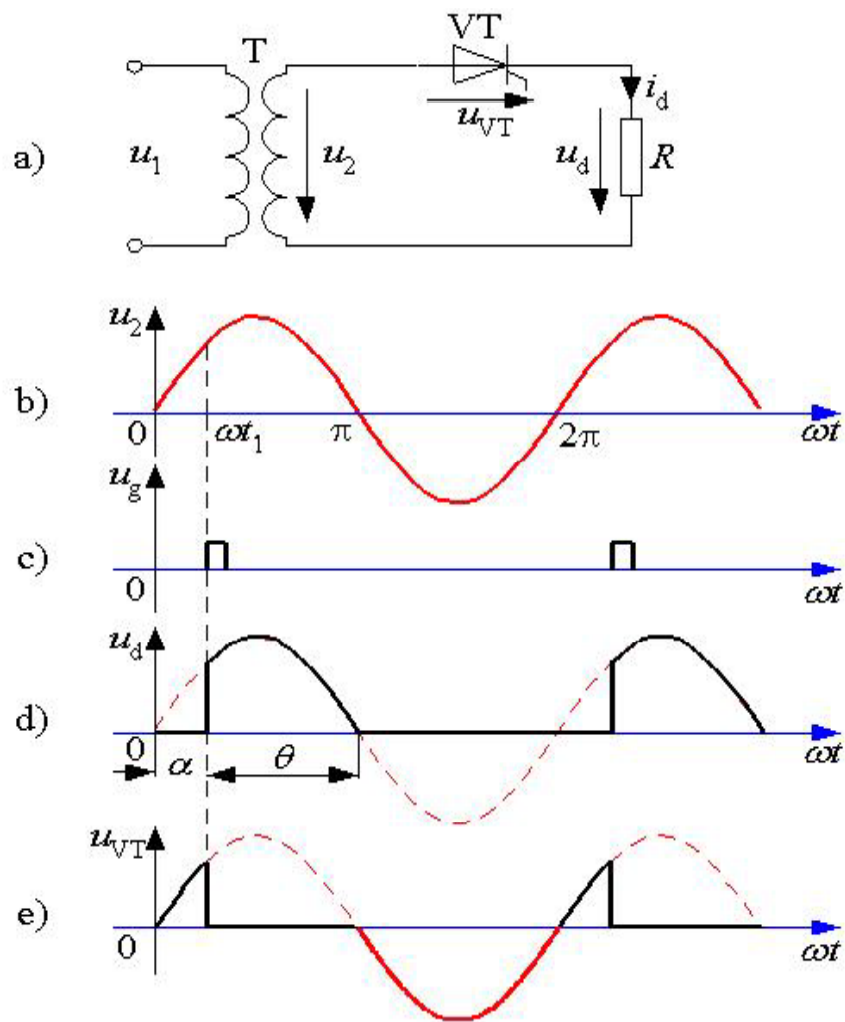
整流电路的一般结构



5.1 晶闸管单相半波可控整流电路

1、电阻性负载

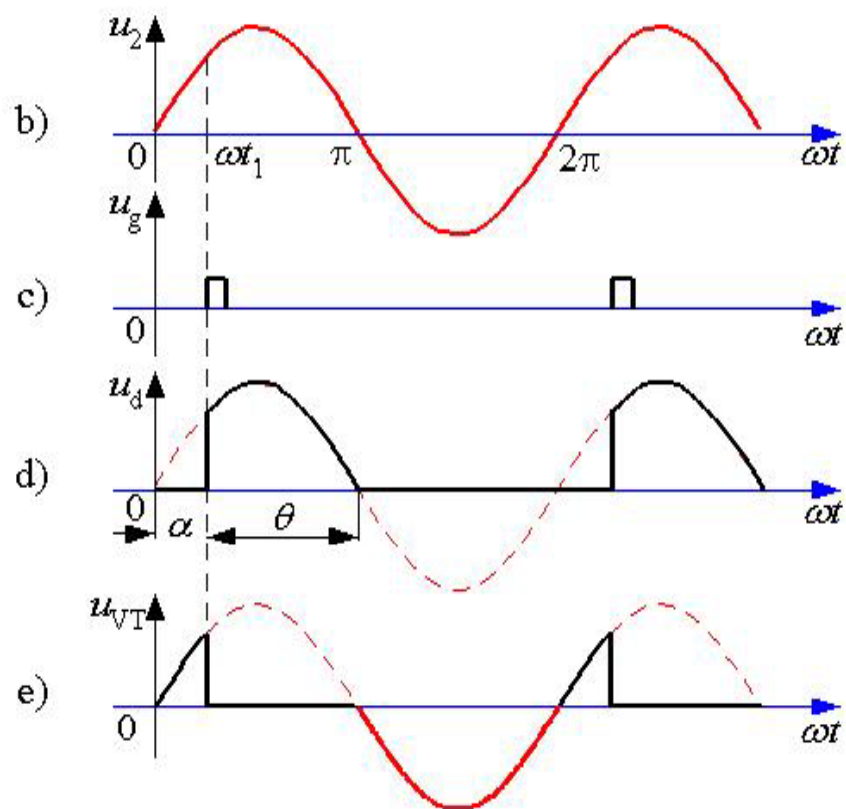
- 在 u_2 正半周承受正向电压，得到触发脉冲即导通，当 u_2 过零时关断。
- **电阻负载的特点：电压与电流成正比，两者波形相同。**



单相半波可控整流电路及波形

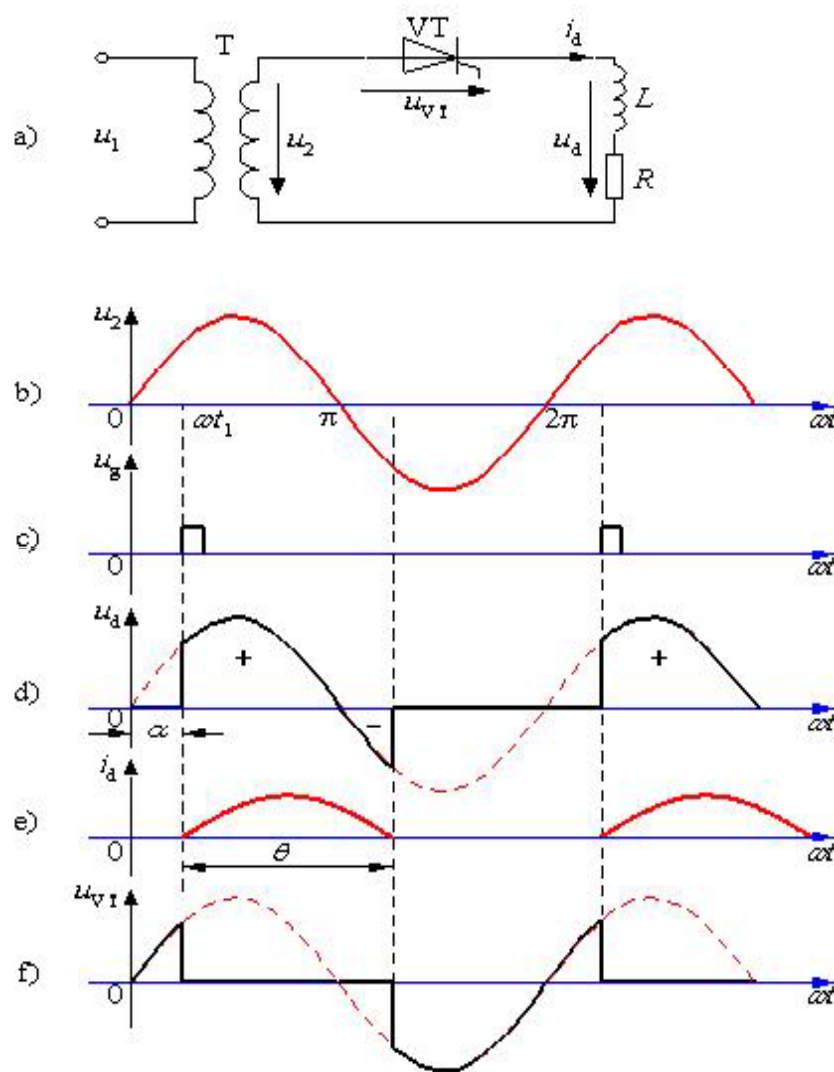
几个重要的基本概念：

- **控制角 α** ：从晶闸管开始承受正向阳极电压起到施加触发脉冲止的电角度，也称触发角。
- **导通角**：晶闸管在一个电源周期中处于通态的电角度，用 θ 表示。
- **移相**：改变控制角 α 的大小，即改变触发脉冲电压出现的相位，称为移相。通过移相可以控制输出整流电压的大小，所以把通过改变控制角调节输出整流电压的方式称为**移相控制**。
- **同步**：要使输出整流电压稳定，要求每个周期的控制角都相同。为此，要求整流信号和电源电压在频率和相位上要协调配合，这种相互协调配合的关系，称为同步。



2.电感性负载

- **特点：**电感对电流变化有抗拒作用，使得流过电感的电流不能发生突变。电流变化时，产生感应电动势 e_L ，其极性阻碍电流的变化。
- 电感的存在，使晶闸管关断的阳极电压条件为 $e_L + u_2 < 0$ 。 u_d 波形出现了负值部分，从而使输出电压平均值减小。同时延长了晶闸管的导通时间。
- 如果 $\omega L > 10R$, $\varphi = \pi/2$ ，正负面积近似相等， $U_d \approx 0$ ，此时直流平均电流 $I_d \approx U/R$ 也将很小，负载得不到所需功率。**为避免 U_d 太小，在整流电路的负载两端并联续流二极管**



带阻感负载单相半波可控整流电路及波形

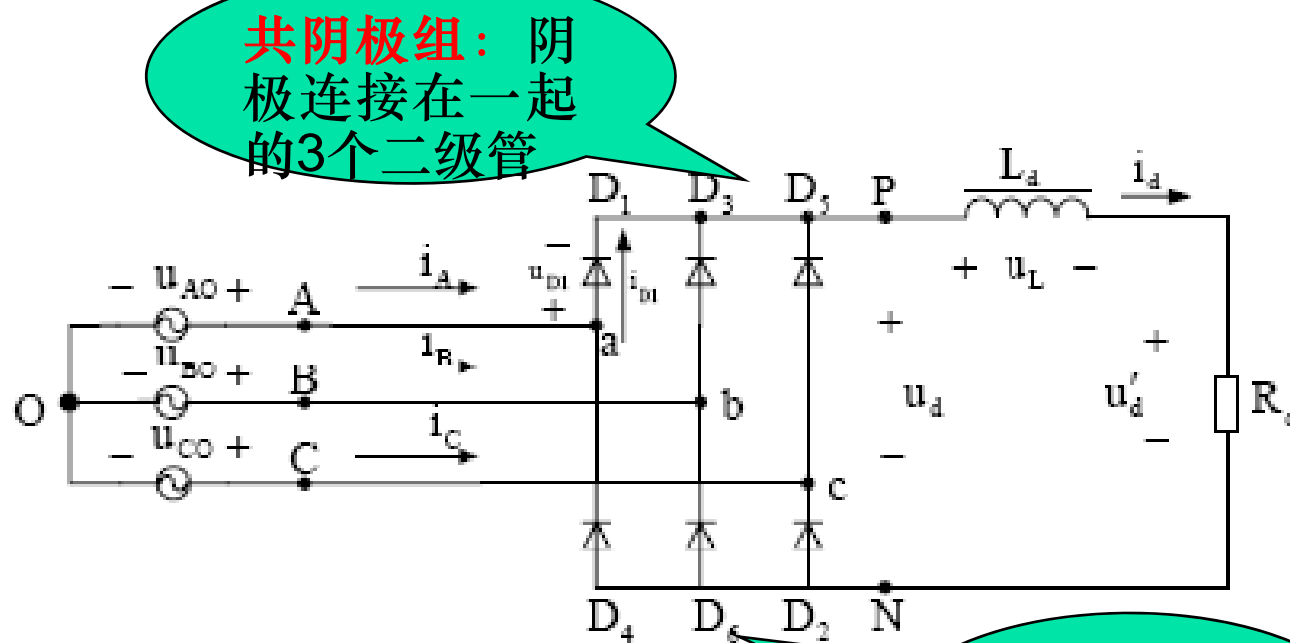
5.2 电感滤波的不控整流电路

■ 电路的特点：

- 三相电压源为Y型接法
- 二极管全桥结构
- 大电感滤波

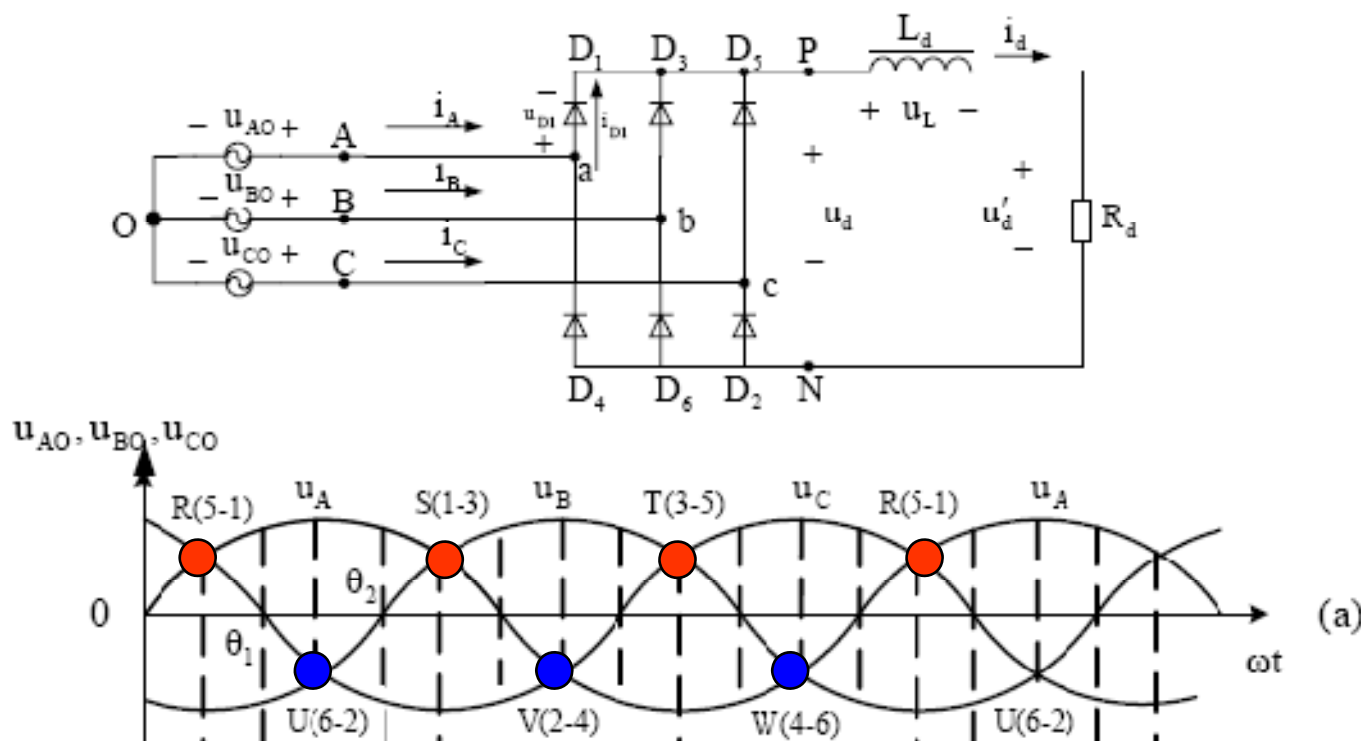
■ 管子序号：？

- 上管 1 3 5
- 下管 4 6 2



自然转换点：二极管由截止转为开始导通的时刻点。

- 任何时刻，电路中只有两个二极管导通，上、下组各一个，分别对应**阳极**所接交流电压值**最高**的一个，和**阴极**所接交流电压值**最低**的一个。
- 自然转换点：上—**R S T**；下—**U V W**

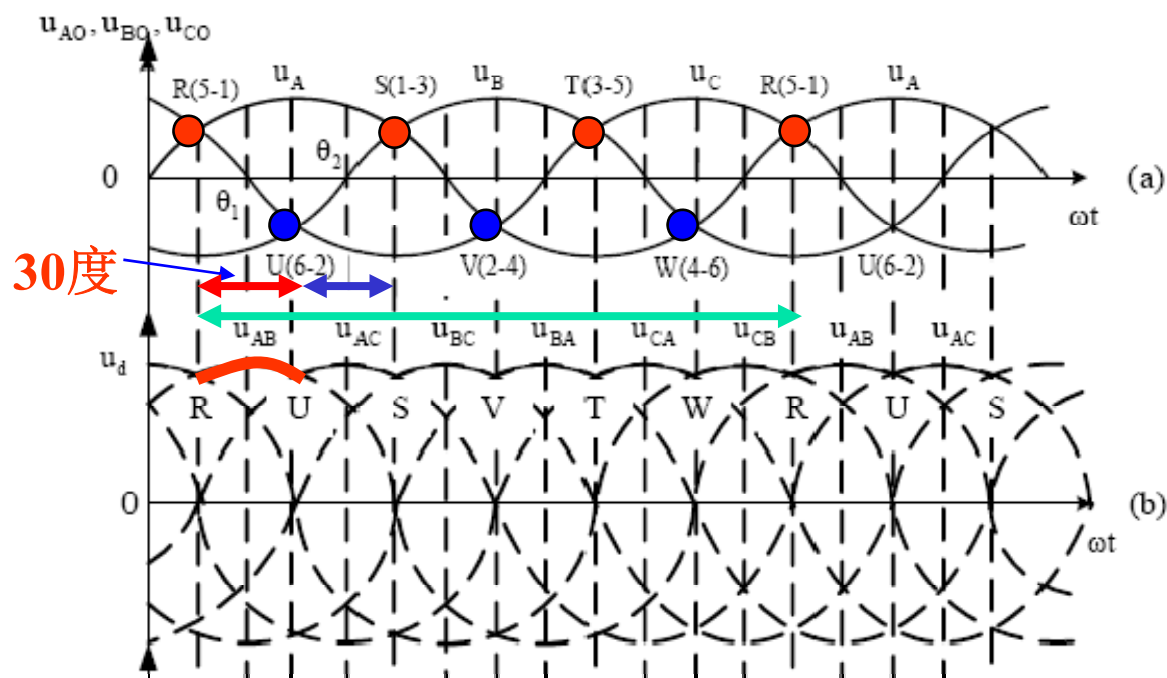
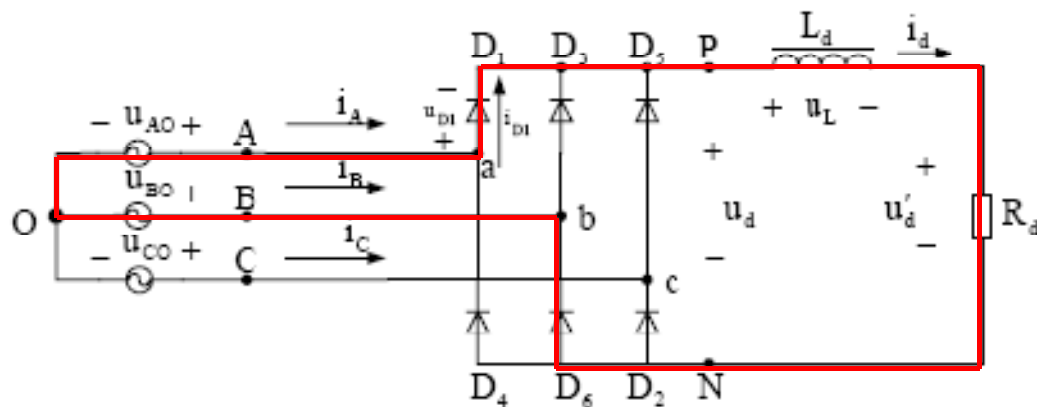


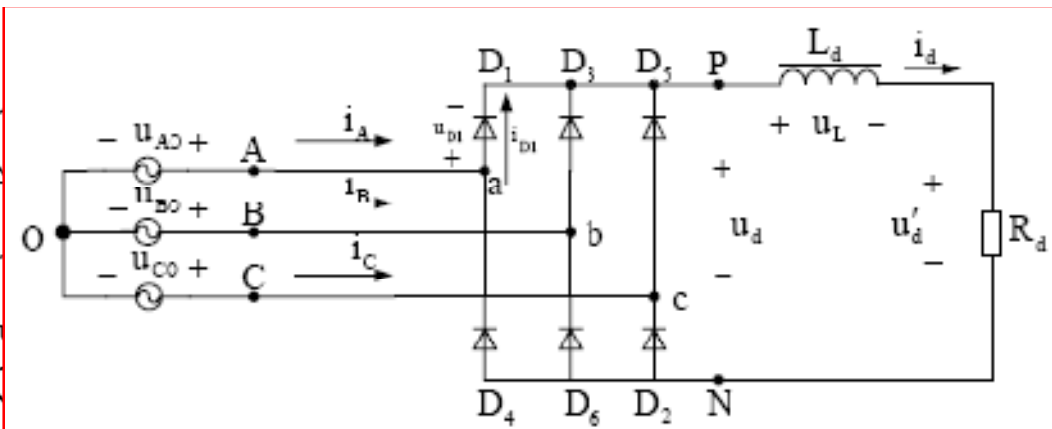
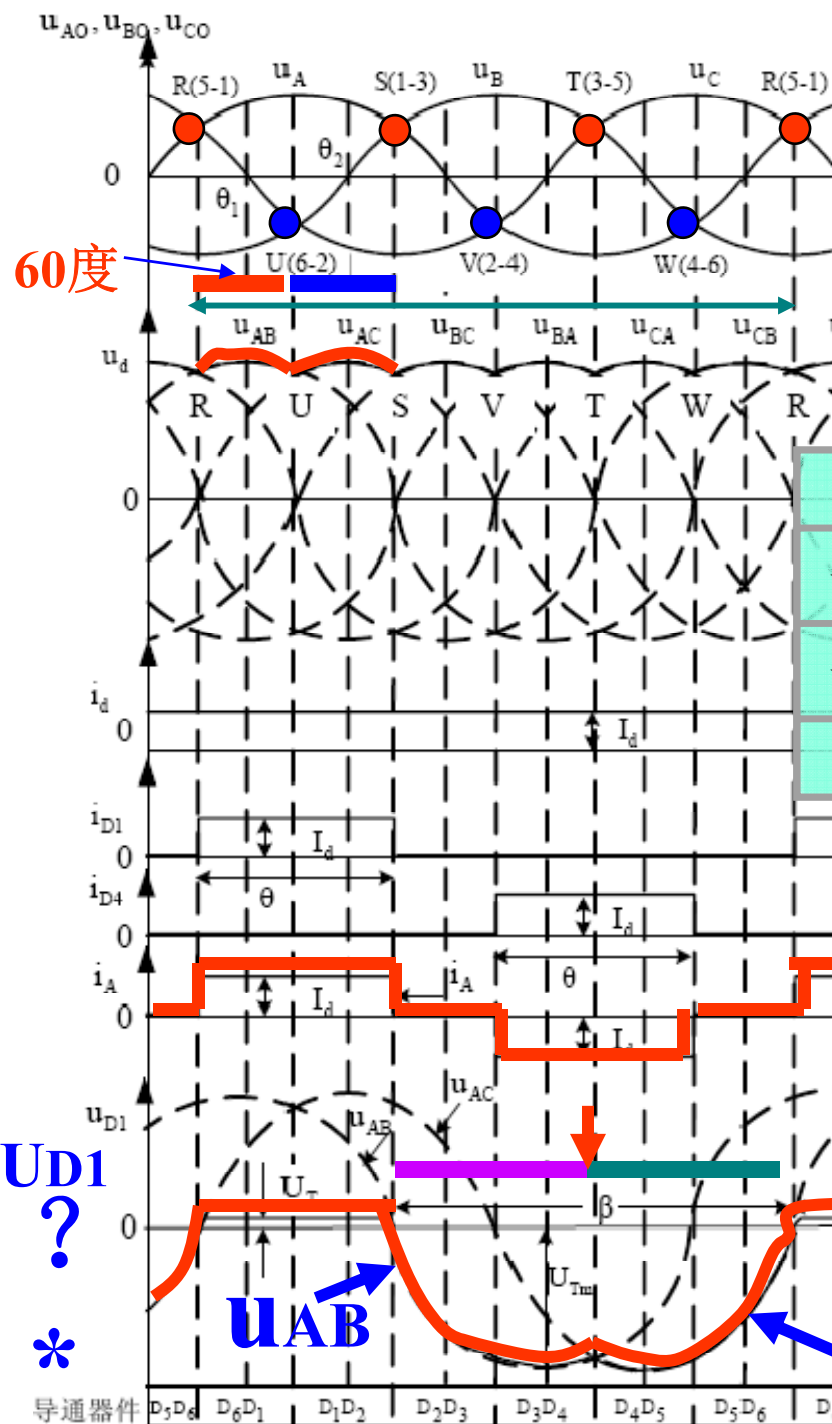
1. 电路工作情况

在红线区段 (30°) :

- u_A 最高, u_B 最低, 二极管D1 (上管) 和D6 (下管) 导通
- 电流路径: $a^+ \rightarrow D1 \rightarrow \text{负载} \rightarrow D6 \rightarrow b^-$
- $u_d = u_A - u_B = u_{AB}$

在蓝线区段: $u_d = ?$





时 段	(b) I	II	III	IV	V	VI
导通的上管	D ₁	D ₁	D ₃	D ₃	D ₅	D ₅
导通的下管	D ₆	D ₂	D ₂	D ₄	D ₄	D ₆
输出电压 u_d	u_{AB}	u_{AC}	u_{BC}	u_{BA}	u_{CA}	u_{CB}

(d)

(e)

(f)

(g)

- ◆ D的导通顺序：(123456)
- ◆ 任何时候上下只有各一只D导通
- ◆ 一个周期内每一D的导电角度：120度
- ◆ u_d 一周脉动6次，每次脉动的波形都一样，称为6脉波整流电路。

2、电量计算：(1) 输出电压 U_d =?

① 整流电路输出电压平均值和谐波：

整流电路输出电压是非正弦的时间周期函数。 u_d 包含直流分量和多次谐波分量。将 u_d 用傅里叶级数表示：

$$u_d = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin n\omega t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_d + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \theta_n)$$

式中

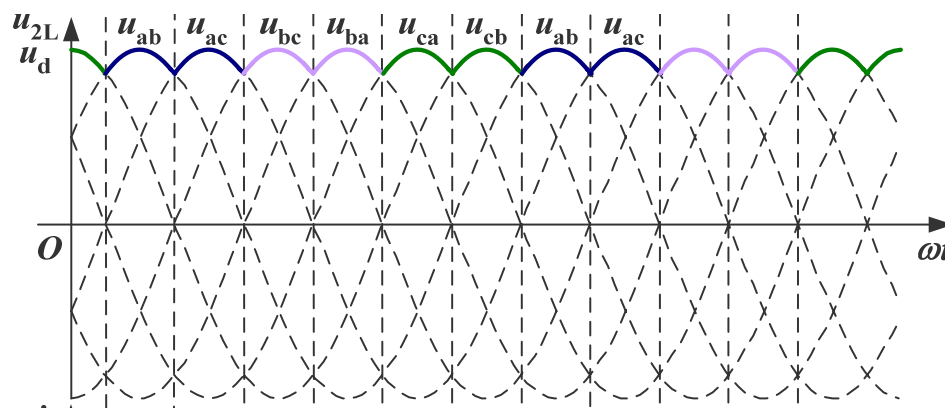
$$c_n^2 = a_n^2 + b_n^2$$

$$\theta_n = \operatorname{tg}^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d \sin n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_d \cos n\omega t d\omega t$$

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\omega t$$



各脉动区间 u_d 的变化规律相同： u_d 中不含奇次谐波；偶次谐波中最低为六次；高次谐波为六的整数倍：

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} u_{AB} d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2$$

$$a_n = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \sin n\omega t d\omega t$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \cos n\omega t d\omega t$$

式中 $n=6k$, $k=1,2,3\dots$

(2) 输入电流 $I_A = ?$

② 线电流有效值 $I_A = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_A^2 d\omega t}$

$I_d = ?$



$$i_A = i_{D1} - i_{D4} = \begin{cases} I_d & (\pi/6 < \omega t < 5\pi/6) \\ 0 & (5\pi/6 < \omega t < 7\pi/6, 11\pi/6 < \omega t < 13\pi/6) \\ -I_d & (7\pi/6 < \omega t < 11\pi/6) \end{cases}$$

$$I_A = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \times \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \times \frac{2\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d$$

③线电流基波有效值:

利用傅里叶级数展开 i_A

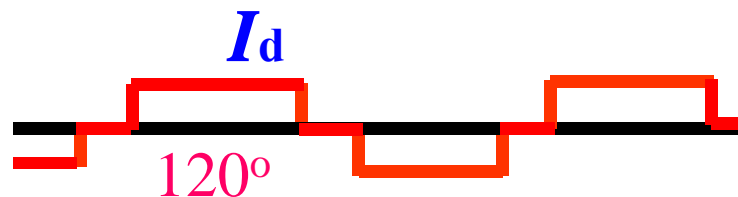
$$i_A = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right)$$

$$= I_{A1m} \sin \omega t - I_{A5m} \sin 5\omega t - I_{A7m} \sin 7\omega t + \dots + I_{Anm} \sin n\omega t$$

基波 谐 波

线电流基波幅值 $I_{A1m} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$

线电流基波有效值 $I_{A1} = \frac{I_{A1m}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78 I_d$



④二极管电流平均值（以D1为例）:

$$I_{D0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{D1} d\omega t$$

$$i_{D1} = \begin{cases} I_d & (\pi/6 < \omega t < 5\pi/6) \\ 0 & (5\pi/6 < \omega t < 13\pi/6) \end{cases}$$

$$I_{D0} = \frac{1}{2\pi} I_d \times \frac{2\pi}{3} = \frac{I_d}{3}$$



⑤ 二极管端压（以器件 D_1 为例）：

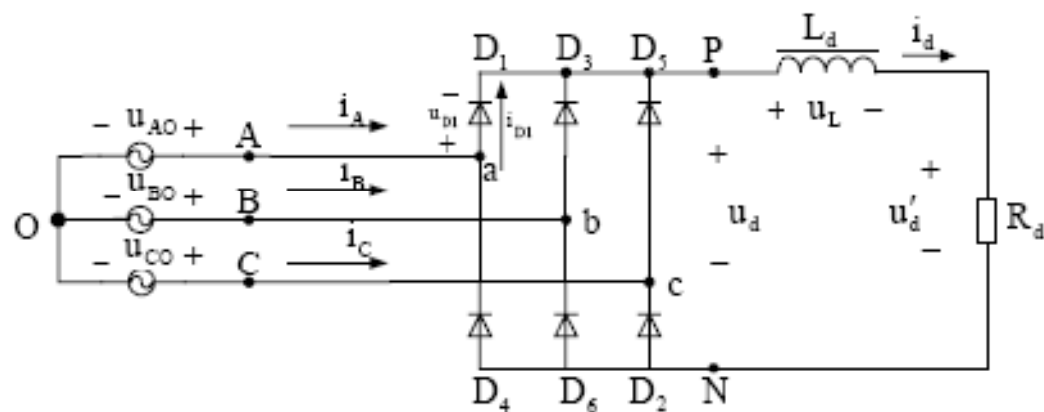
当 D_1 导通时，其端压为二极管通态电压。当 D_3 导通时， $u_{PO} = u_{BO}$ ，因此其端压为 u_{AB} 。当 D_5 导通时， $u_{PO} = u_{CO}$ ，因此其端压为 u_{AC} 。如图 5.2 (h) 所示。

$$u_{D1} = \begin{cases} U_{T0} & , \quad D_1 \text{导通时} \quad \text{ON} \\ u_{AB} & , \quad D_3 \text{导通时} \\ u_{AC} & , \quad D_5 \text{导通时} \end{cases}$$

$$\text{二极管端压峰值} \quad U_{Tm} = U_{Rm} = \sqrt{6}U_2 \quad (5.19)$$

要求：1. 学会画波形

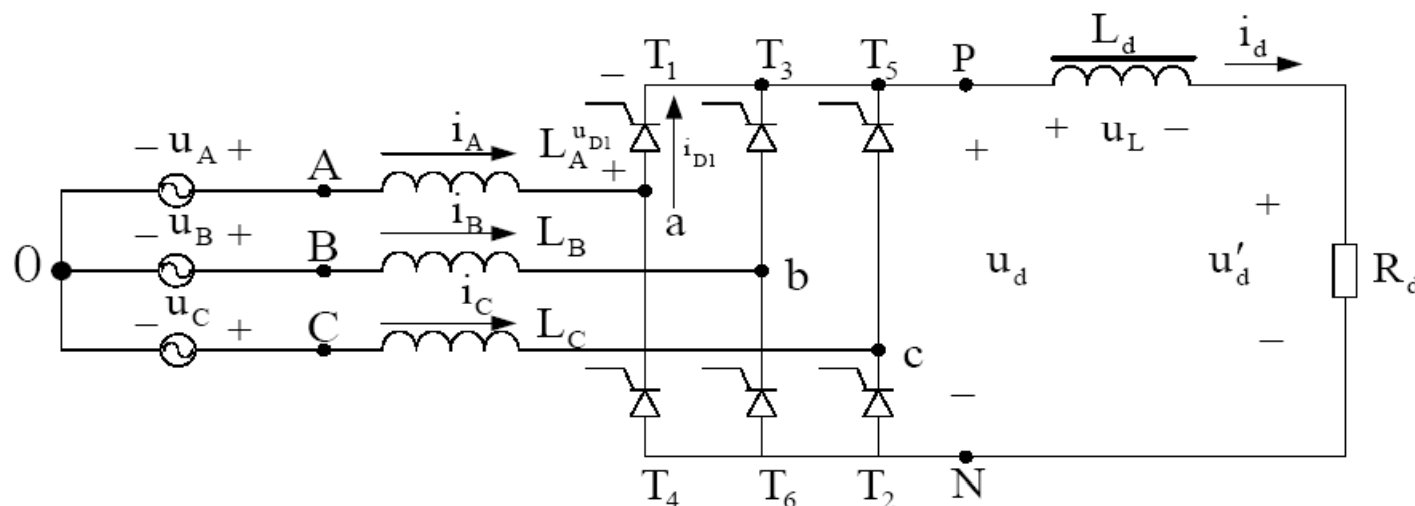
2. 计算（有效值，平均值等）



5.3 电感滤波的晶闸管可控整流和有源逆变电路

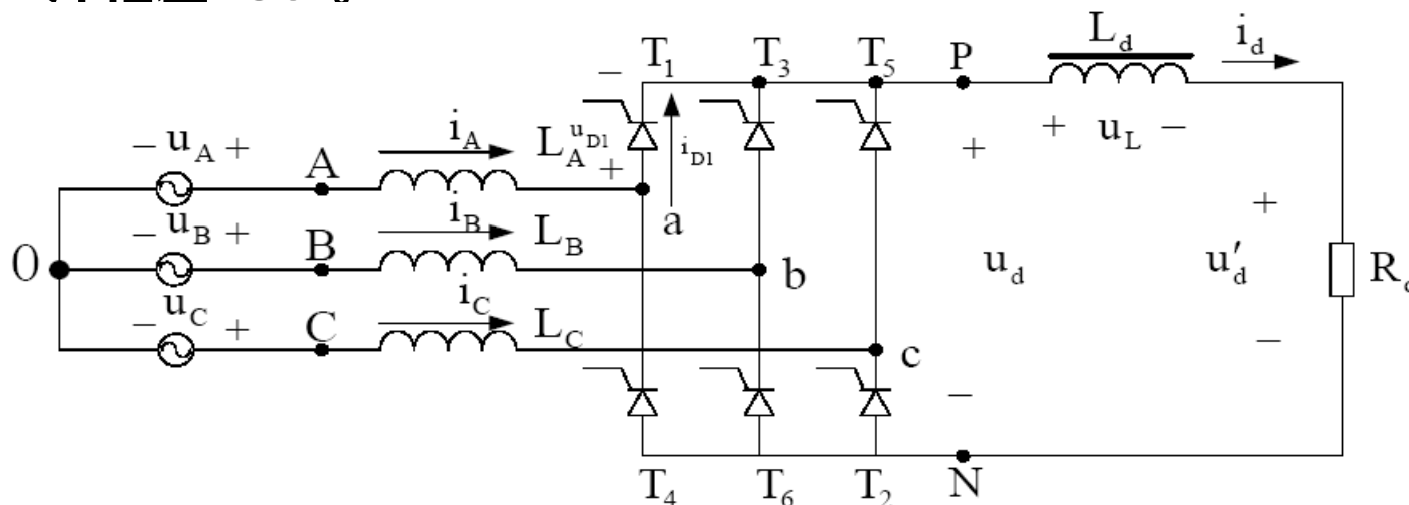
5.3.1 理想条件下晶闸管三相桥式整流电路性能分析

- 变压器和线路漏感 $L_{abc}=0$
- L_d 很大
- SCR代替D
 - 复习：SCR的开通条件？SCR的关断条件？



晶闸管三相桥式整流电路的特点

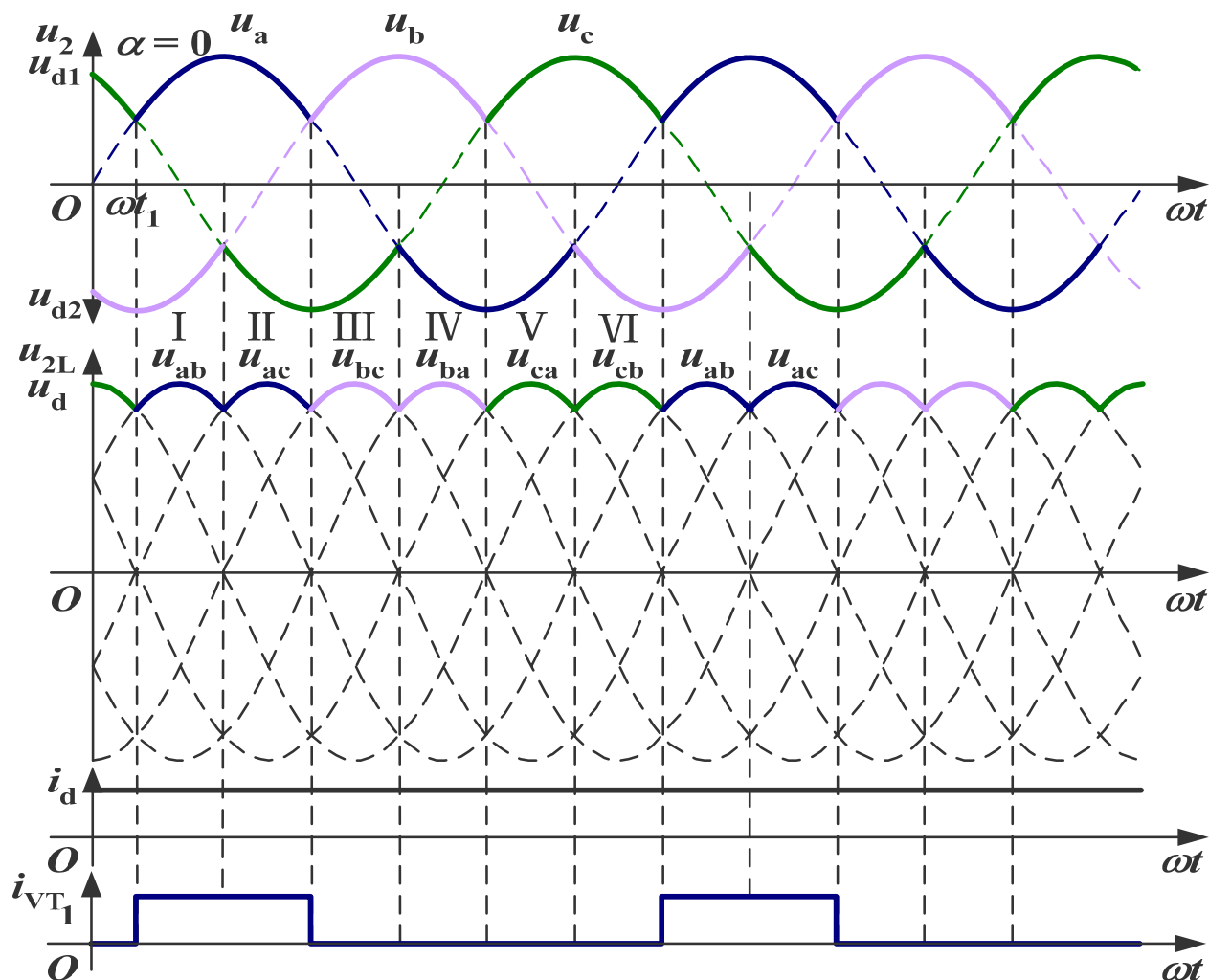
- (1) 2管同时通形成供电回路，其中共阴极组和共阳极组各1，且不能为同1相器件。
- (2) 对触发脉冲的要求：
- 按T1-T2-T3-T4-T5-T6的顺序，相位依次差 60° 。
 - 共阴极组T1、T3、T5的脉冲依次差 120° ，共阳极组T4、T6、T2也依次差 120° 。
 - 同一相的上下两个桥臂，即T1与T4，T3与T6，T5与T2，脉冲相差 180° 。



1、带大电感性负载时的工作情况控制角

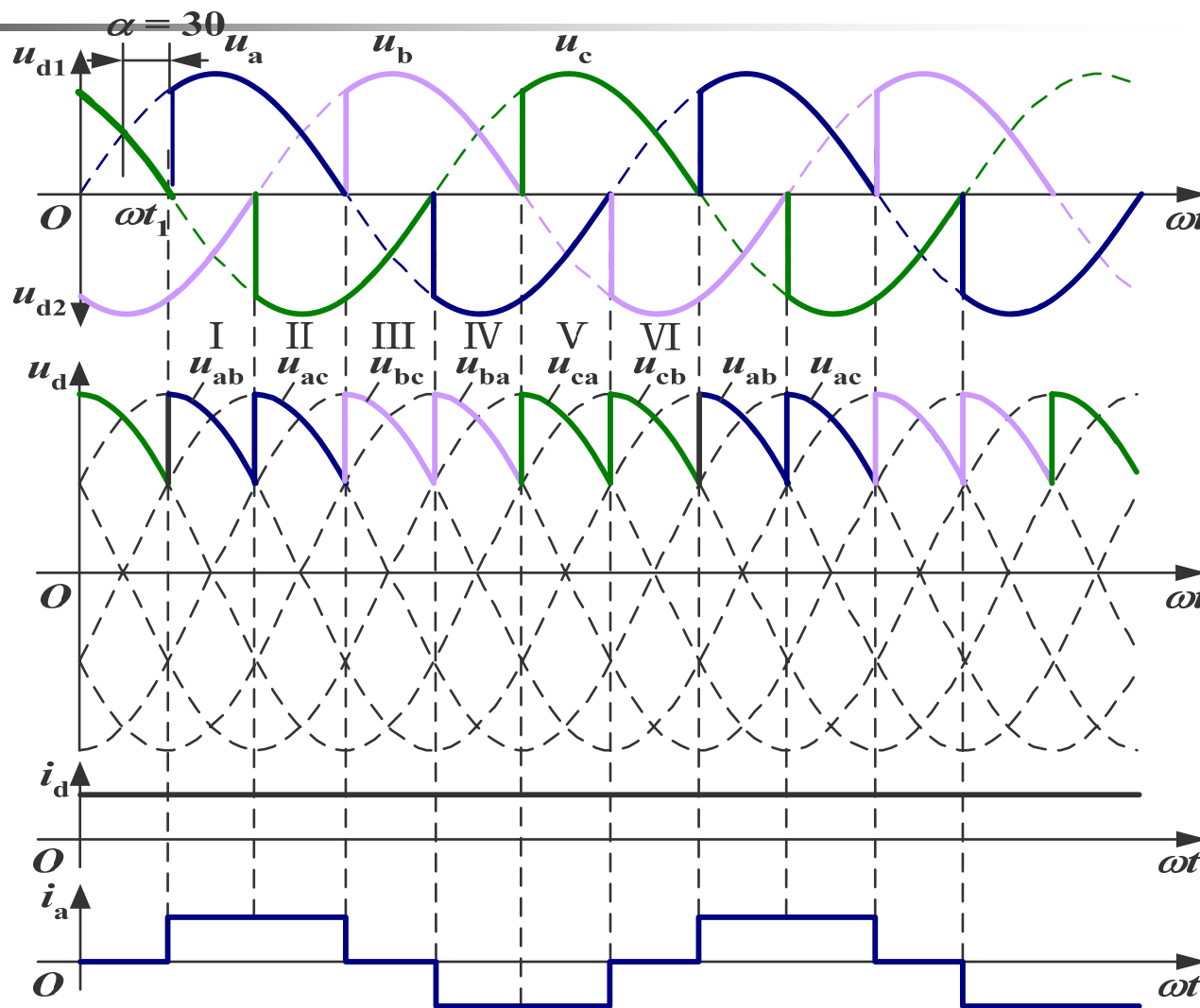
1) $\alpha = 0$ 时的工作情况分析

- 由于电感的作用，使得负载电流波形变得平直，当电感足够大的时候，负载电流的波形可似为一条水平线。
- 晶闸管 T_1 导通段， i_{T1} 波形由负载电流波 i_d 波形决定，与 u_d 波形不同
- $\alpha=0$ 时，器件的通断与课本5.1节电感滤波的不控整流电路相似，输出波形及主电路计算也一样。



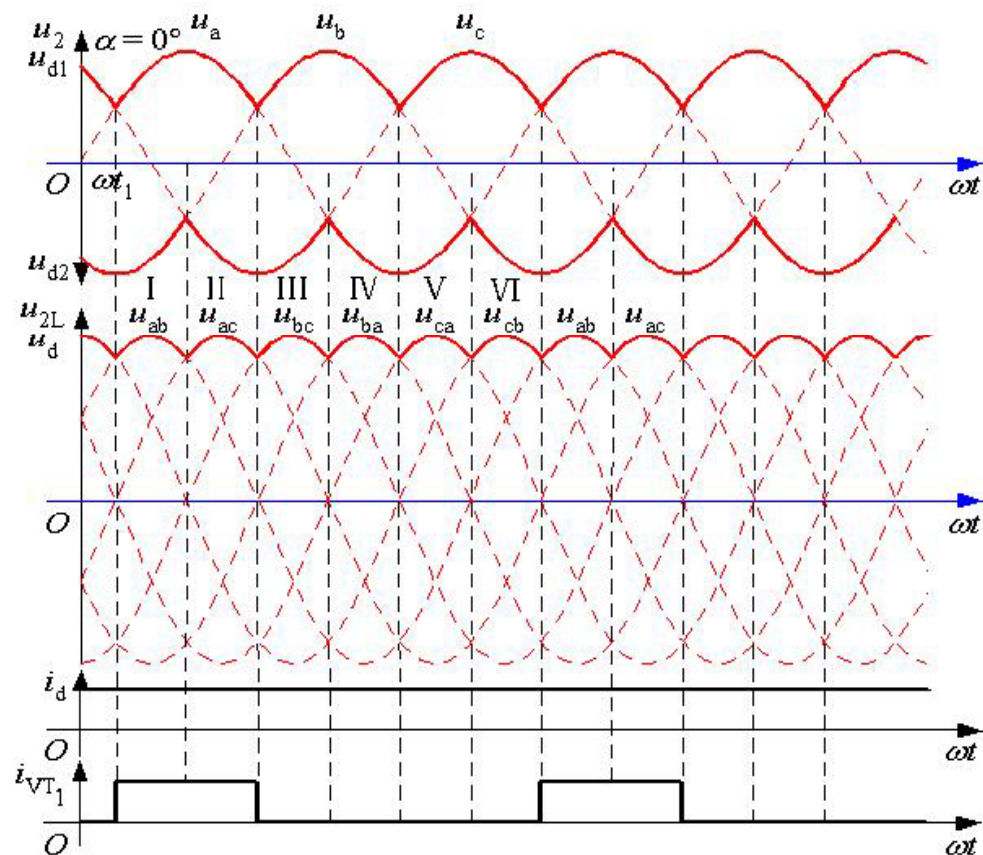
2) 控制角 $\alpha > 0$ 时的工作情况分析

- $\alpha > 0^\circ$ ，每个晶闸管的触发脉冲将从自然换相点后移一个 α 角处出现，使各晶闸管在距离自然换相点 α 处才发生换流。
- 给出了变压器二次侧a相电流、 i_d 波形。

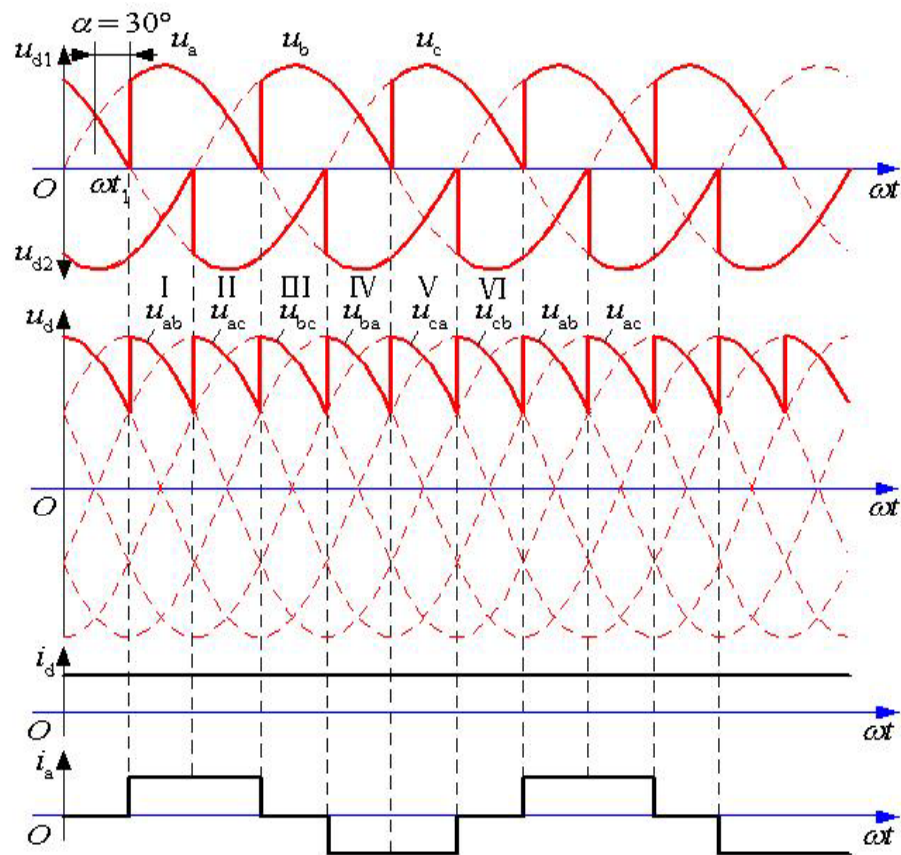


三相桥式全控整流电路带大电感性负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

- $\alpha \leq 60^\circ$ 时 当电感足够大的时候， i_d 的波形可近似为一条水平线。

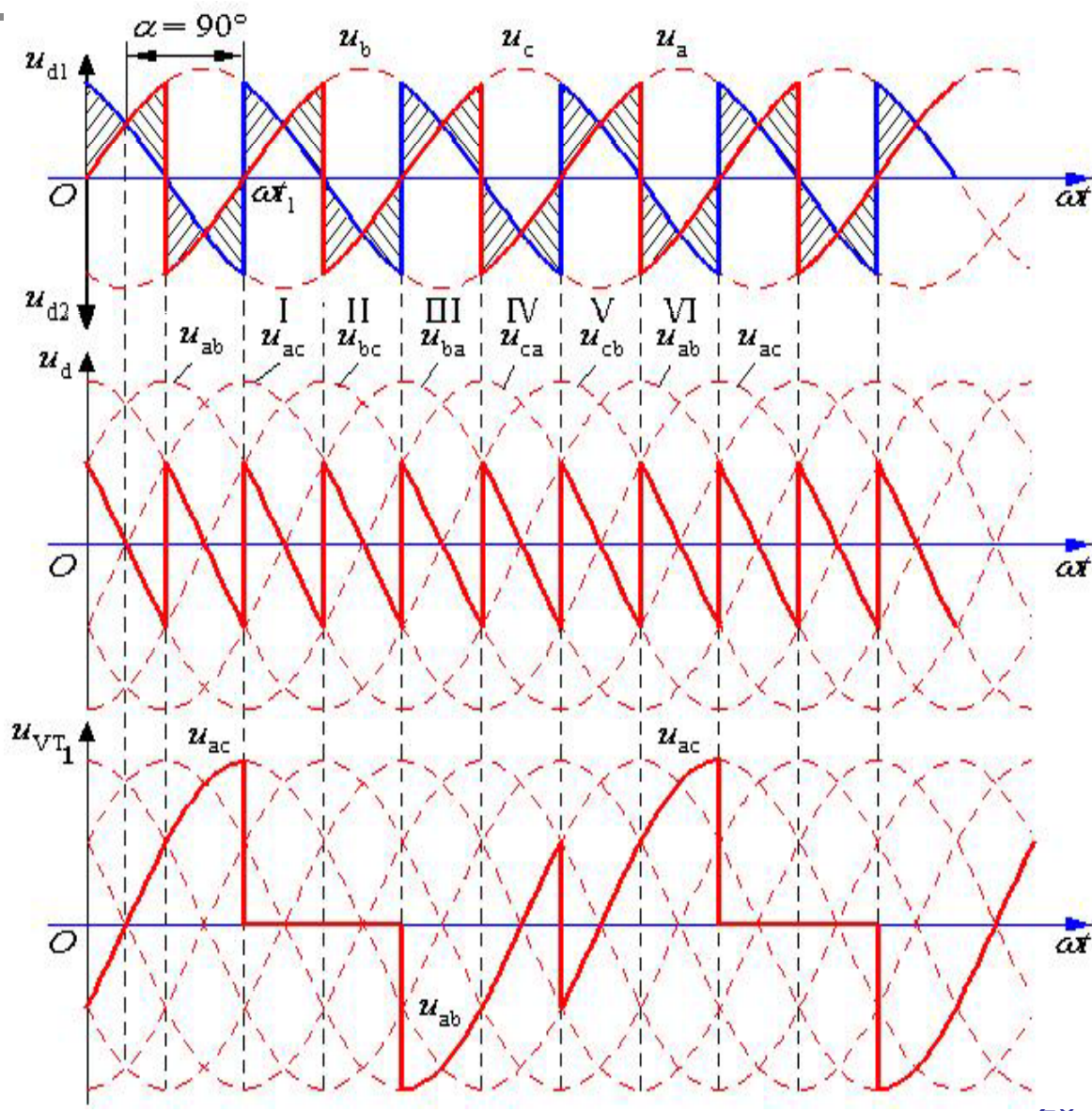


$\alpha = 0^\circ$



$\alpha = 30^\circ$

- $\alpha > 60^\circ$ 时，由于负载电感的自感电动势的作用， u_d 波形会出现负的部分。
- $\alpha = 90^\circ$ ，若电感足够大，正负面积相等，平均值近似为零。带电感性负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 90° 。

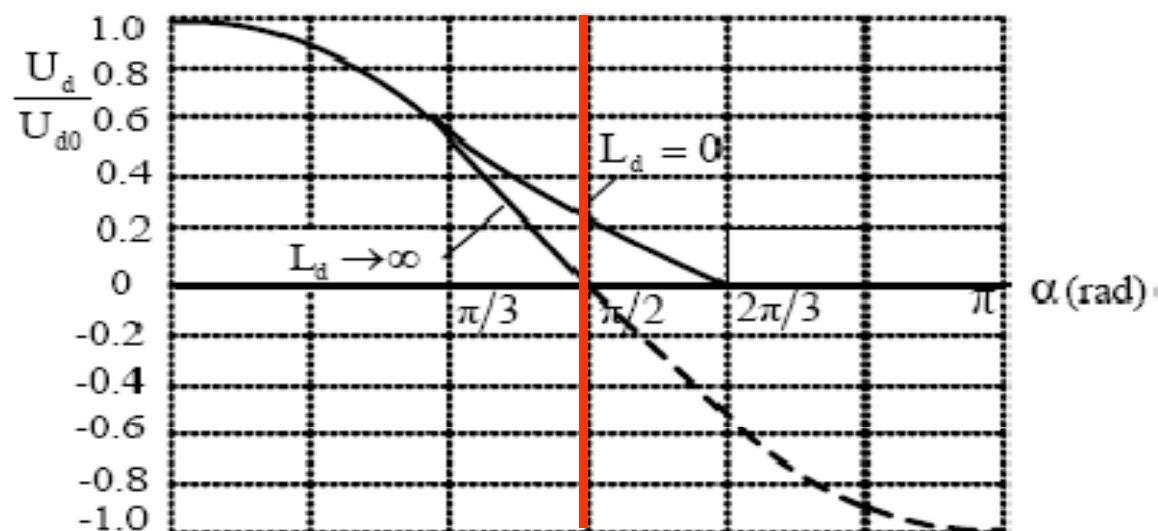


输出平均电压 U_d

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_d d\omega t = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) d\omega t$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha = \underline{U_{d0} \cos \alpha} \quad ! \quad \text{式中 } U_{d0} = (3\sqrt{6}/\pi)U_2$$

结论：调节控制角可以改变 $U_d = 0 \sim U_{d0}$ ，或 $= -U_{d0} \sim 0$



分界点：

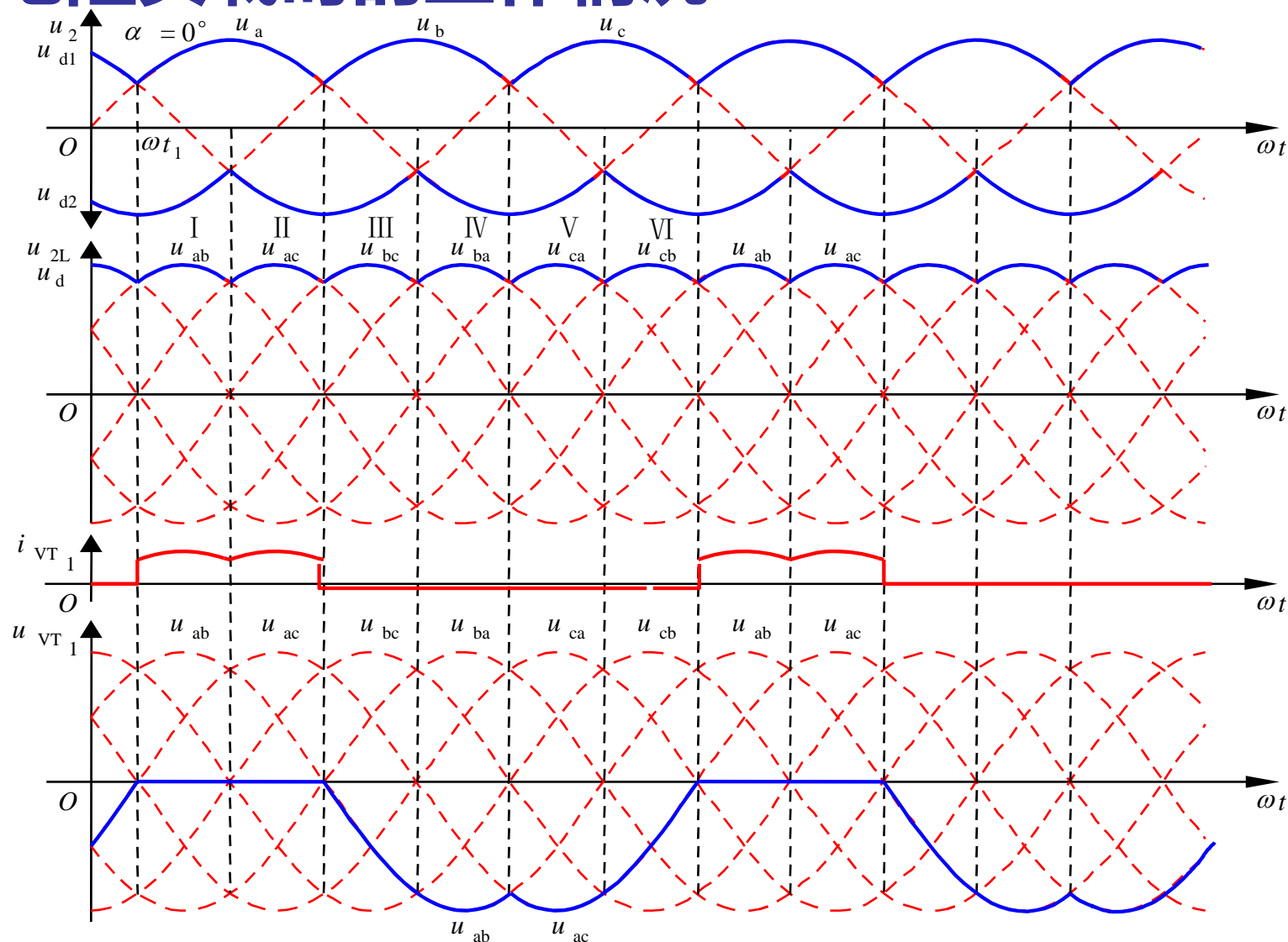
$$\alpha = \frac{\pi}{2}$$

整流或逆变

图 5.8 三相桥式整流电路的控制特性

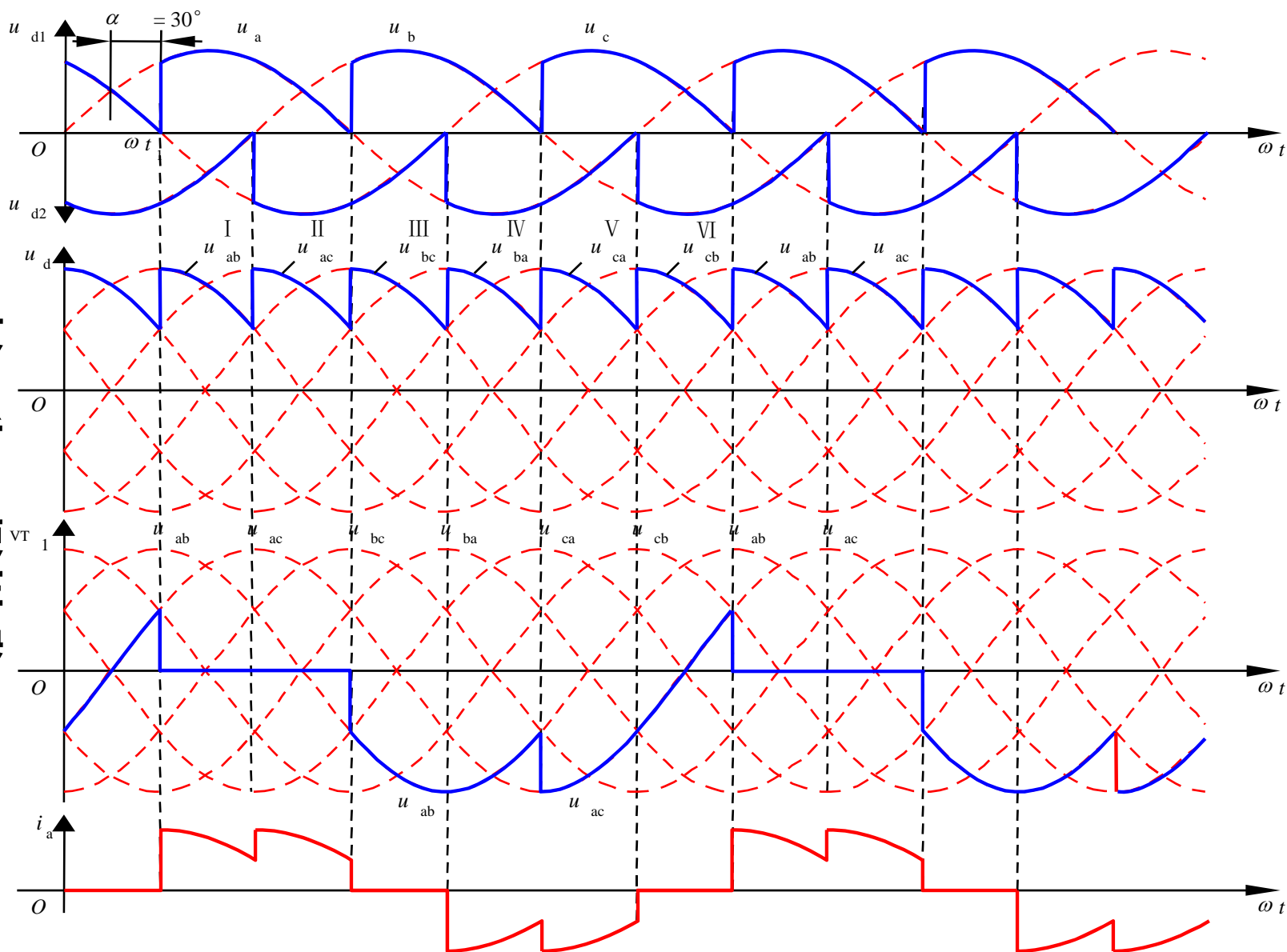
5.3.2 带电阻负载时的工作情况

- 当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时， u_d 波形均连续，对于电阻负载， i_d 波形与 u_d 波形形状一样，也连续。



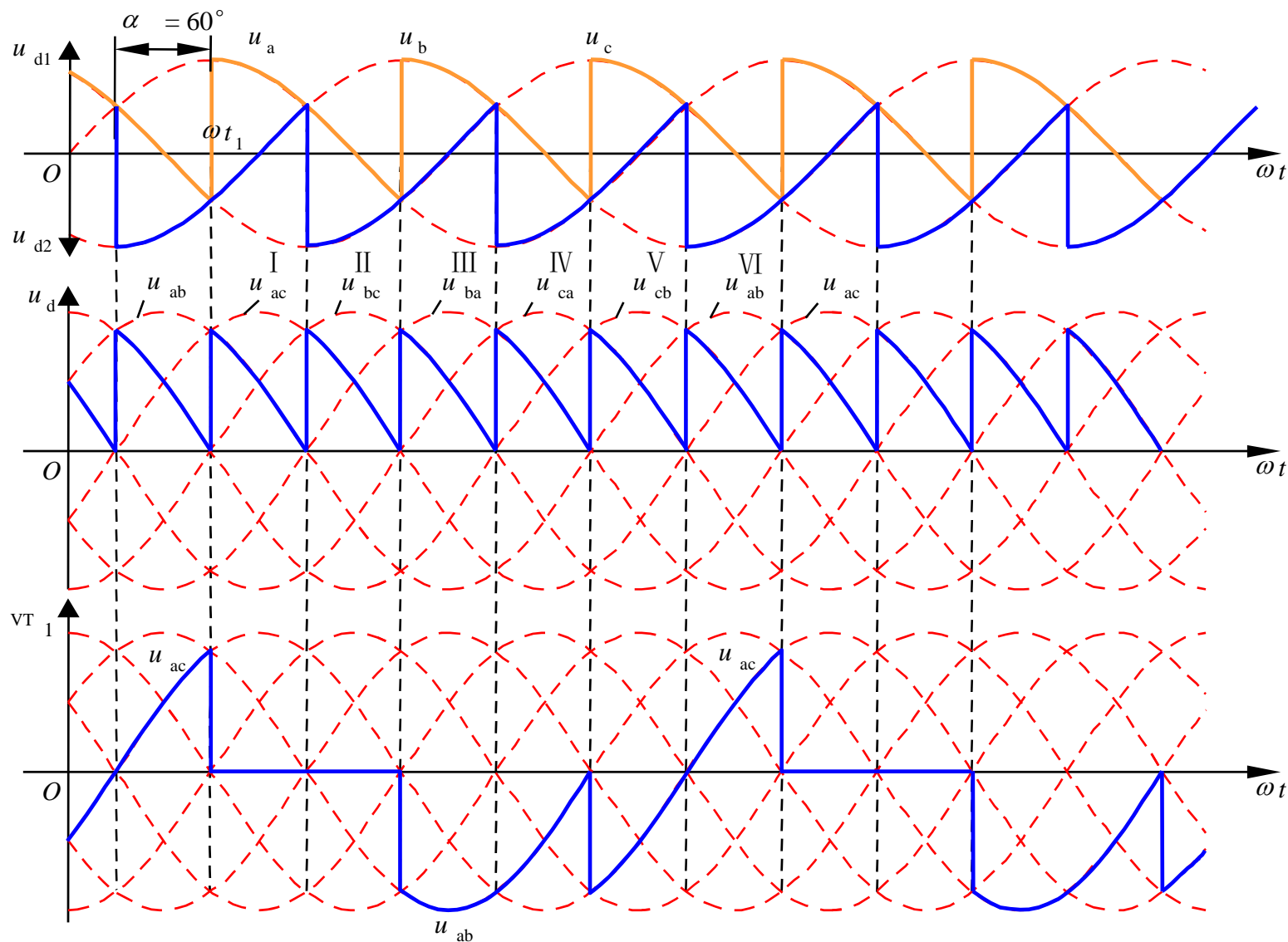
三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

当
 $0^\circ < \alpha \leq 60^\circ$
 时，每个晶
 闸管的触发
 脉冲将从自
 然换相点后
 移一个 α 角
 处出现，使
 各晶闸管在
 距离自然换
 相点 α 处才
 发生换流。



三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形

- 随 α 的增大， u_d 波形中每段线电压的波形继续向后移， u_d 平均值继续降低。当 $\alpha=60^\circ$ 时， u_d 出现了为0的点。

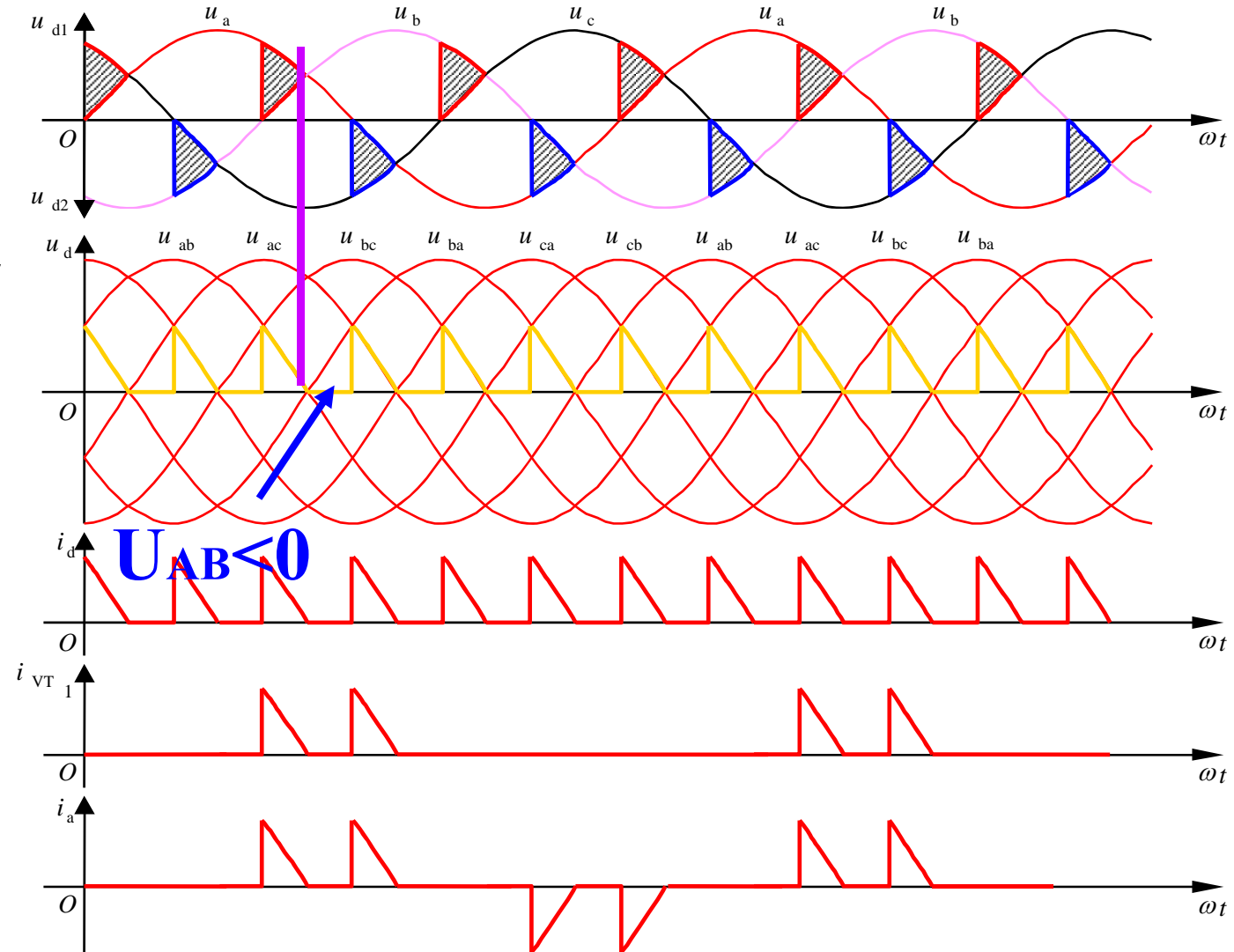


三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=60^\circ$ 时的波形

T1 T2电流回零自然关断

当 $\alpha > 60^\circ$ 时， u_d 波形每 60° 中有一段为零， u_d 波形不能出现负值。

带电阻负载时三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围是 120°



三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形

定量分析

- 当整流输出电压连续时（即带电感性负载时，或带电阻负载 $\alpha \leq 60^\circ$ 时）的平均值为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \cos \alpha$$

- 带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时，整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right]$$

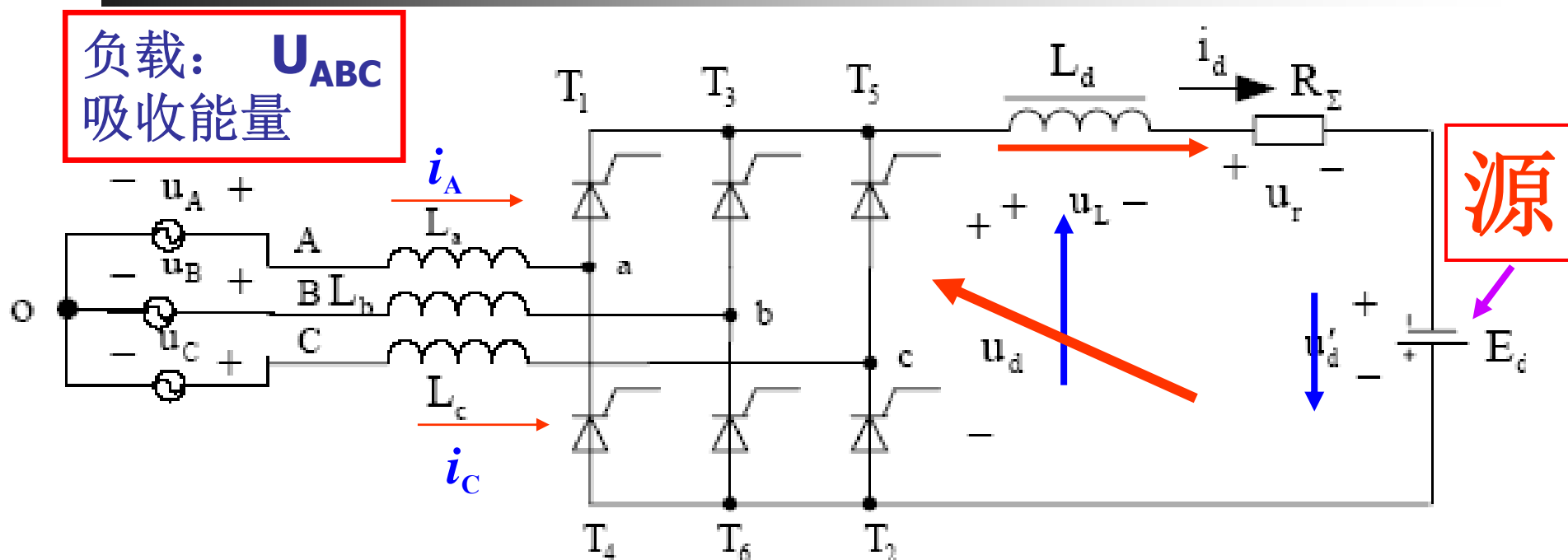
- 输出电流平均值为： $I_d = U_d / R$

5.3.3 有源逆变电路

- **逆变（Inversion）**：把直流电转变成交流电，整流的逆过程。
- **逆变电路（Inverter）**：把直流电逆变成交流电的电路。
 - **有源逆变电路**：交流侧和电网连接。
 - 以电网为负载，将直流电能转换为三相交流电能并回输到电网。
 - **无源逆变电路**：变流电路的交流侧不与电网联接，而直接接到负载。
- **对于可控整流电路，满足一定条件就可工作于有源逆变，其电路形式未变，只是电路工作条件转变。既工作在整流状态又工作在逆变状态，称为变流电路。**

1、三相有源逆变电路

$U_d < 0$ 情况怎么样？



有源逆变

输入: E_d (直流); 输出: i_A, i_B, i_C (交流);

负载: U_{ABC}

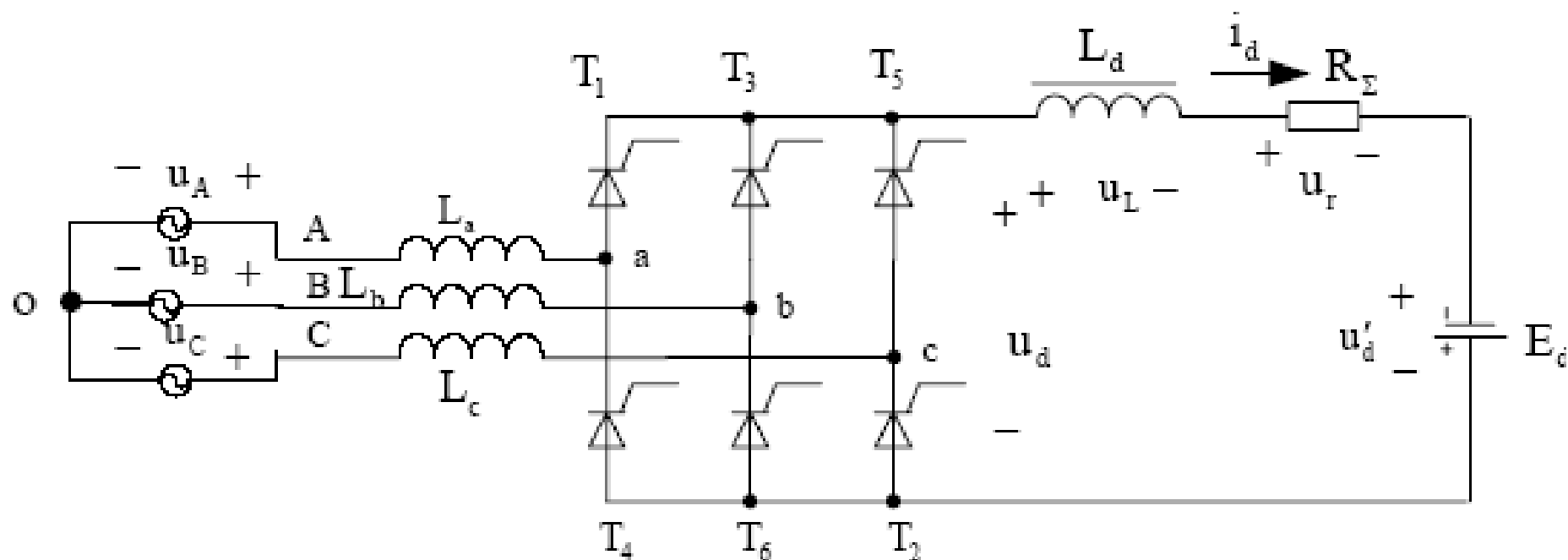
太阳能/风能 并网发电

- 由于晶闸管的单向导电性， I_d 方向不变

$$E_d = I_d R_\Sigma - U_d$$

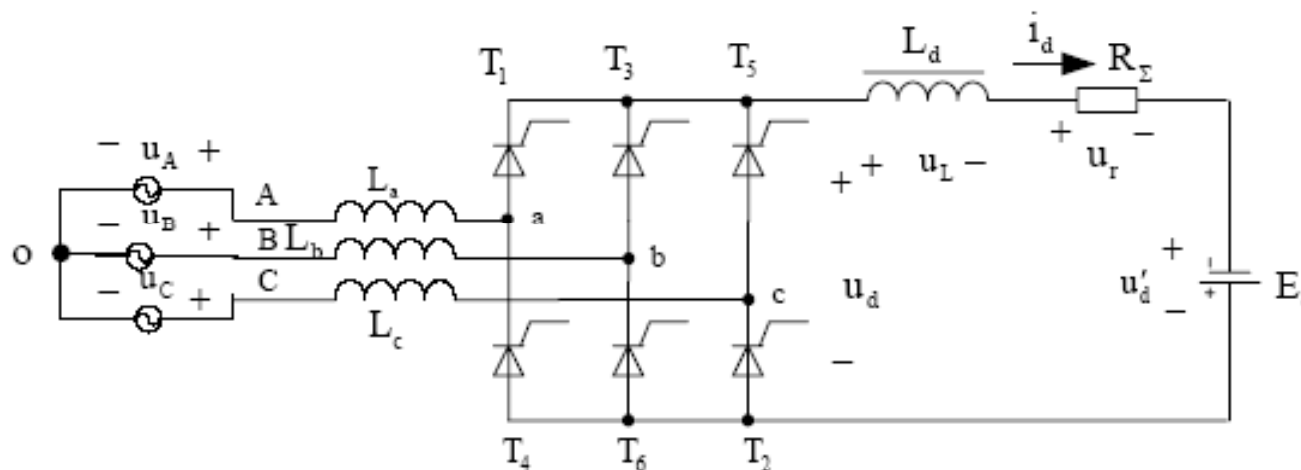
$$I_d = \frac{E_d + U_d}{R_\Sigma} = \frac{E_d + U_{d0} \cos \alpha}{R_\Sigma}$$

- R_Σ 很小，为了防止两电动势顺向串联， U_d 应为负值，且 $|E_d| > |U_d|$ ，才能把电能从直流侧送到交流侧，实现逆变。
- U_d 可通过改变 α 来进行调节，逆变状态时 U_d 为负值， α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 间。



2、有源逆变的条件

- 从上述分析中，可以归纳出产生逆变的条件有二：
 - 直流侧必须外接与直流电流同方向（晶闸管导通方向一致）的直流电源 E ，其数值要稍大于 U_d ，才能提供逆变能量。
 - 晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，使 U_d 为负值。

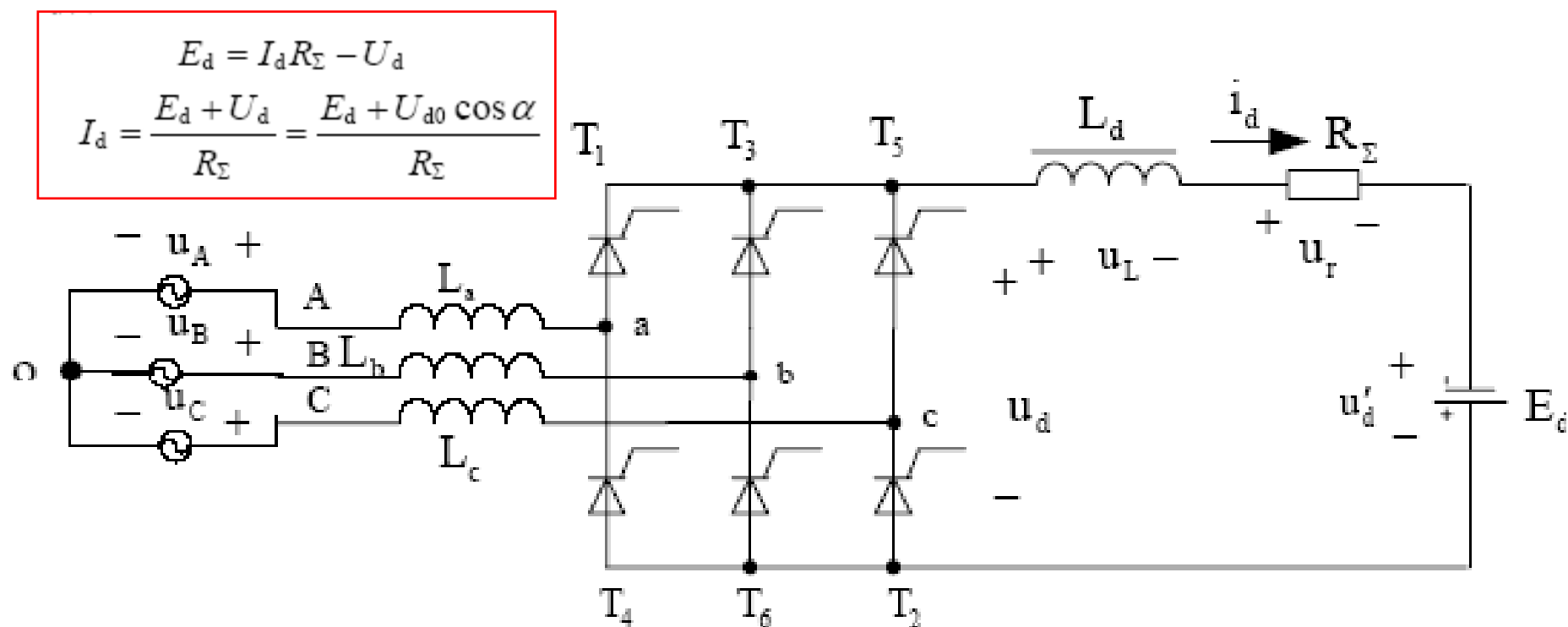


-
- 有源逆变和整流的区别：控制角 α 不同
 - $0 < \alpha < \pi/2$ 时，电路工作在整流状态。
 - $\pi/2 < \alpha < \pi$ 时，电路工作在有源逆变状态。
 - 可沿用整流的办法来处理逆变时有关波形与参数计算等各项问题。
 - 控制角 α 以自然换向点作为计量起始点。

3、逆变失败与最小逆变角的限制

1) 逆变失败（逆变颠覆）

- 逆变时，一旦换相失败，外接直流电源就会通过晶闸管电路**短路**，或使变流器的输出平均电压和直流电动势变成顺向**串联**，形成很大**短路电流**。



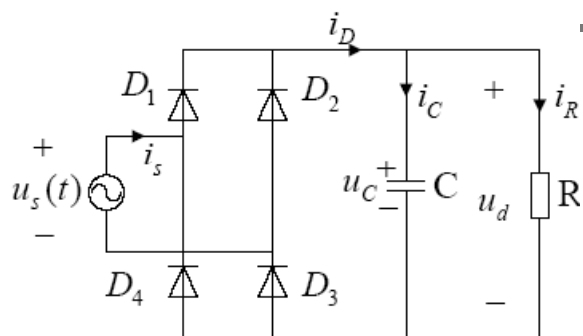
2) 逆变失败的原因

- (1) 触发电路工作不正常，晶闸管无法正常换流， $u_d > 0$ ，与 E 顺串
 - 脉冲丢失
 - 脉冲延时
- (2) 触发脉冲正常，晶闸管故障
- (3) 交流电源故障
 - 交流电源缺相、突然消失，但反电势 E_d 仍存在，导通元件仍能继续导通， $I_d = E_d / R$ 很大
- (4) 换相时间不足
 - 逆变时允许采用的最小逆变角 β 的限制： β_{min} 一般取 $30^\circ \sim 35^\circ$

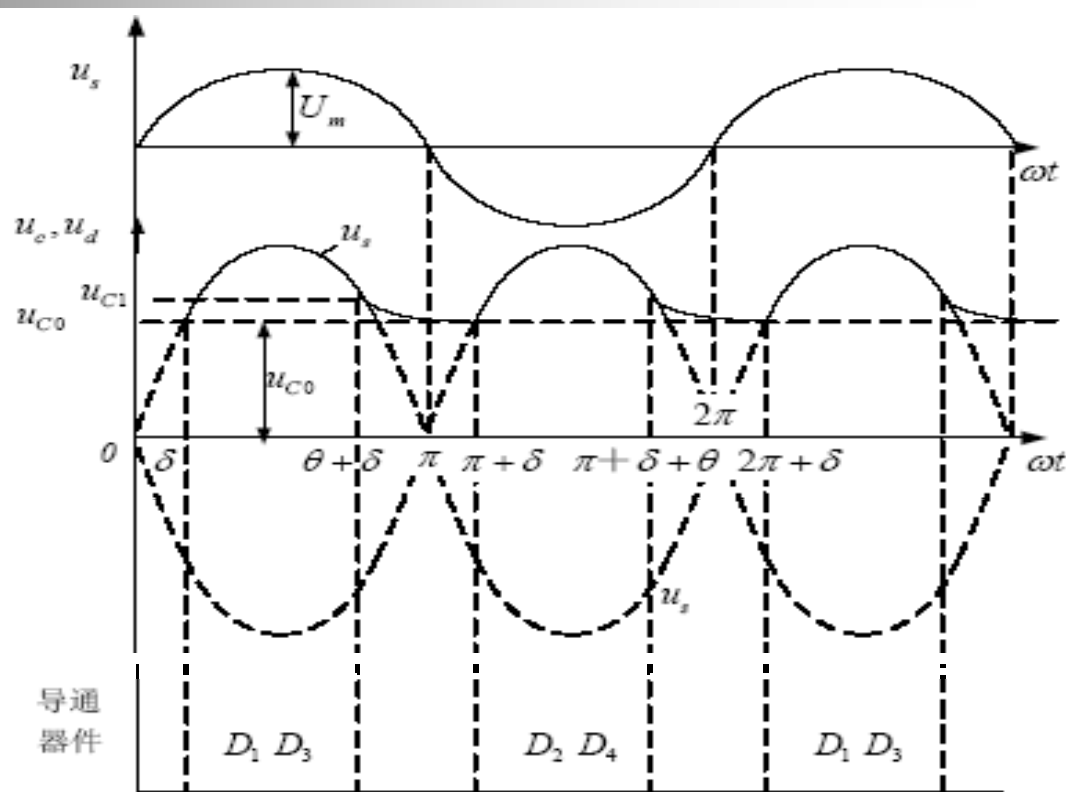
5.4 电容滤波的不可控整流电路

- 在交—直—交变频器、不间断电源、开关电源等应用场合中，大量应用。
- 最常用的是单相桥和三相桥两种接法。
- 由于电路中的电力电子器件采用整流二极管，故也称这类电路为二极管整流电路。

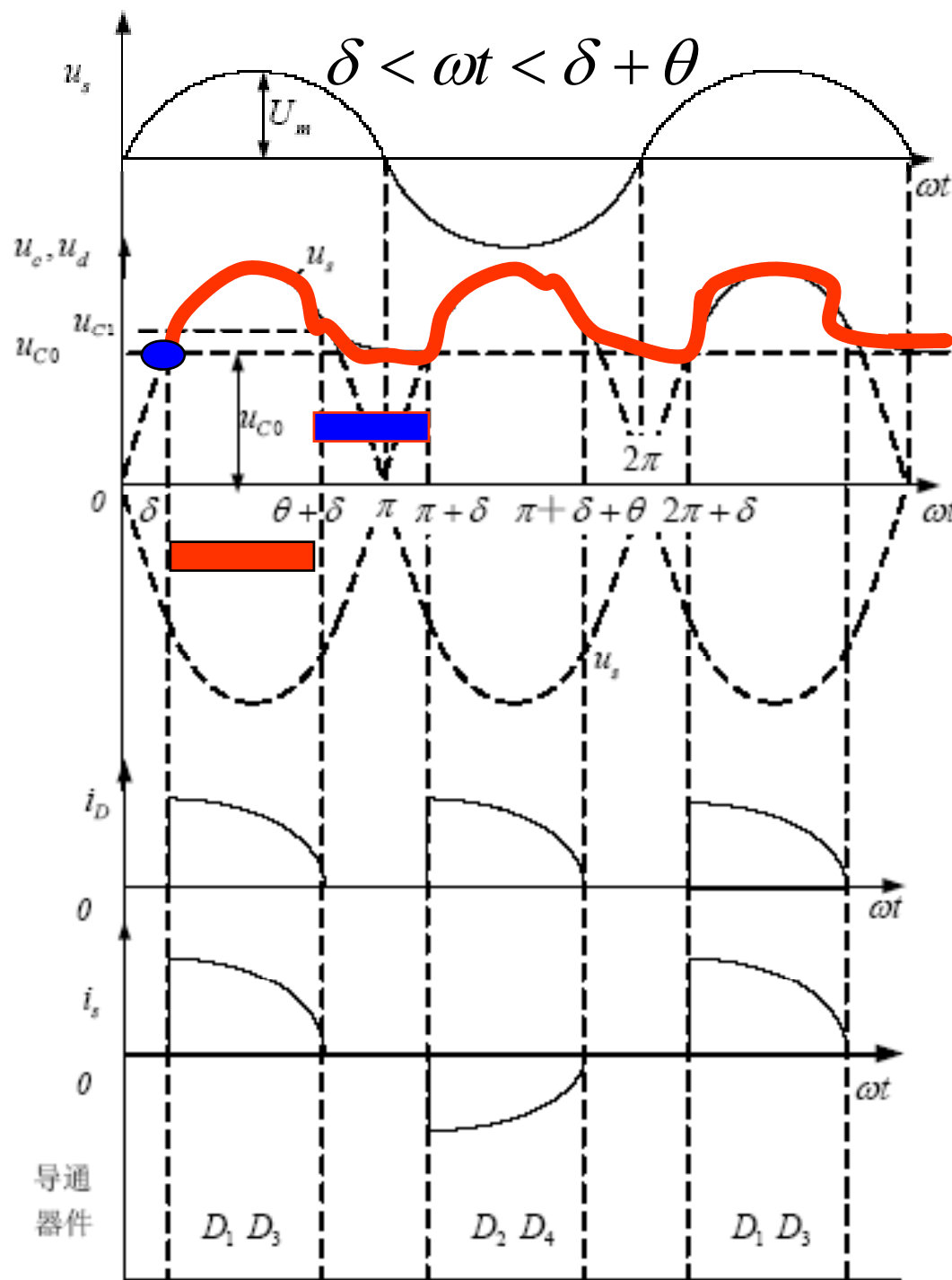
5.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路



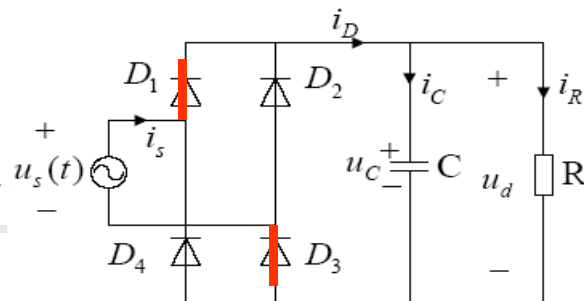
- 在 u_s 正半周， $u_s > u_d$ ($\delta \leq \omega t \leq \theta + \delta$) 时， D_1 和 D_3 导通， $u_d = u_s$ ，交流电源向电容充电，同时向负载 R 供电。
- 在 u_s 负半周， $|u_s| > u_d$ ($\pi + \delta \leq \omega t \leq \pi + \theta + \delta$) 时， D_2 和 D_4 导通， $u_d = -u_s$ 。
- 在 u_s 正或负半周， $|u_s| < u_d$ ($\theta + \delta \leq \omega t \leq \pi + \delta$ 和 $\pi + \theta + \delta \leq \omega t \leq 2\pi + \delta$) 时，二极管均不导通，电容 C 向 R 放电，提供负载所需电流。



C很大：RC >> T_s



I. D1 D3
导通模式



$$u_s(\omega t) = U_m \sin(\omega t) =$$

$$u_d = u_c = U_{c0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt$$

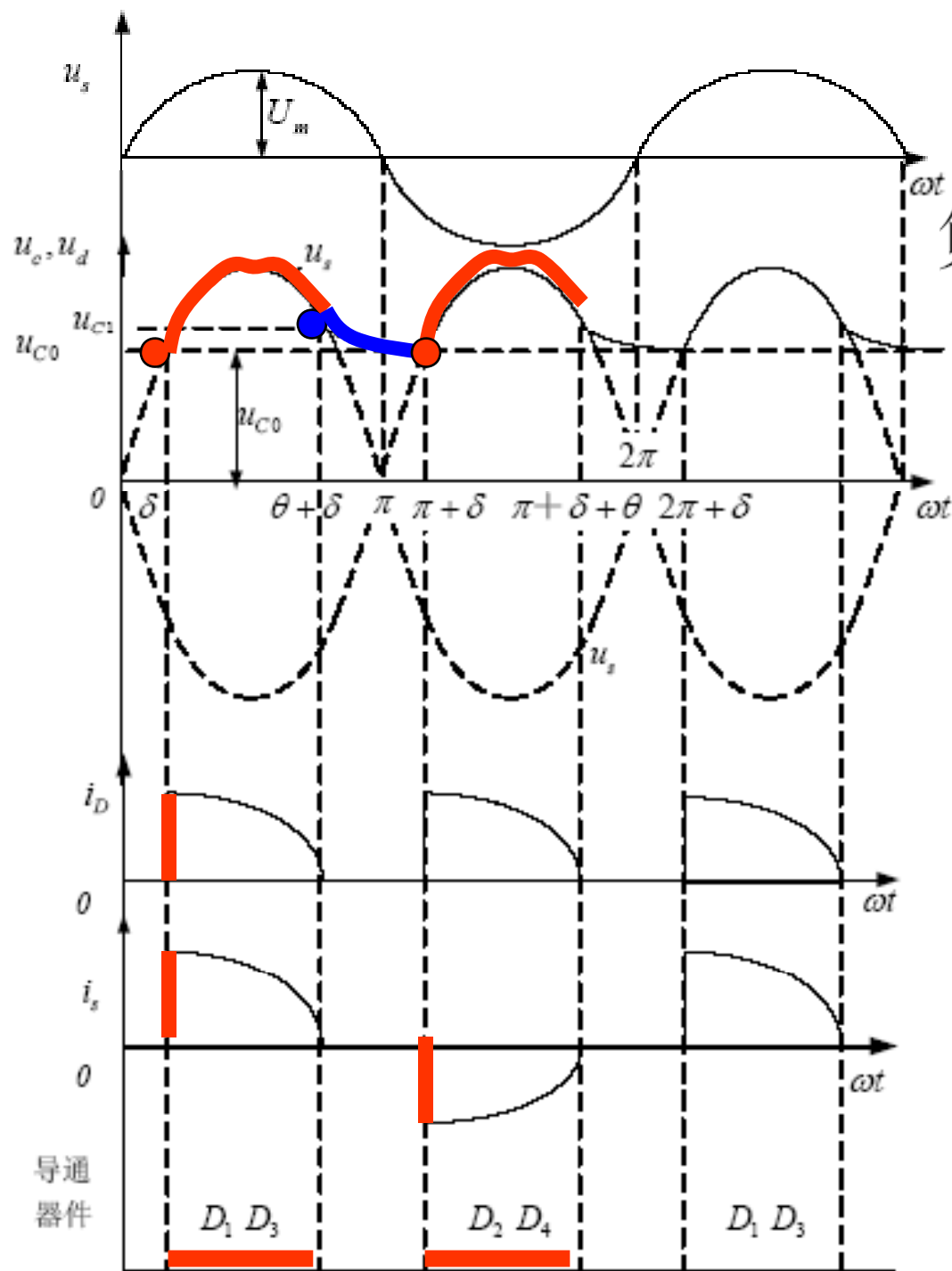
$\omega t = \delta$ 时

$$U_{s0} = U_{c0} =$$

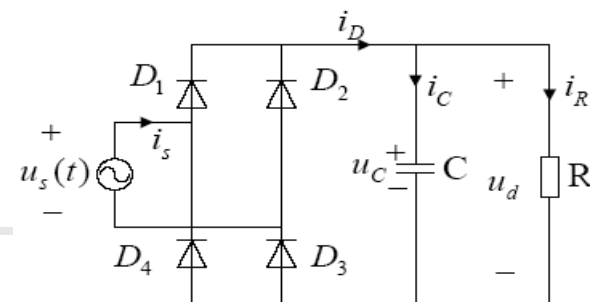
$$= U_{d0} = U_m \sin \delta$$

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = C \frac{du_s}{dt}$$

$$= U_m \omega C \cos(\omega t) \quad 37$$



负载电流



$$i_R = \frac{u_d}{R} = \frac{u_s}{R}$$

$$= \frac{U_m}{R} \sin(\omega t)$$

$$i_D = i_C + i_R =$$

$$U_m \omega C \cos(\omega t)$$

$$+ \frac{U_m}{R} \sin(\omega t)$$

由 $i_D=0$ 二极管导通角 θ 与起始相位角 δ 的关系：

$$\tan(\delta + \theta) = -R\omega C$$

$$\theta = \pi - \delta - \arctan(R\omega C)$$

$$\sin(\delta + \theta) = R\omega C / \sqrt{1 + (R\omega C)^2}$$

- RC越大，导通角越小，起始角接近90度处，整流输出直流电压越高。
- 当RC无穷大时： $U_D = U_m$ ，导通角接近零度

2. 二极管均截止模式 ($\theta + \delta \leq \omega t \leq \pi + \delta$)

在 $\omega t = \theta + \delta$ 时 $i_D = 0$, 二极管 D_1 、 D_3 截止:

电容 C 向负载 R 供电 U_{C1} 开始按指数规律下降

$$u_C = u_d = U_m \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta - \delta}{R\omega C}}$$

整流波形的周期为 π , 当 $\omega t = \pi + \delta$

u_C 应该衰减到 $\omega t = \delta$ 时的 U_{C0}

$$\begin{aligned} U_m \sin(\delta) &= U_m \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta}{R\omega C}} \\ &= U_m \frac{R\omega C}{\sqrt{1 + (R\omega C)^2}} e^{-\frac{\arctan(R\omega C) + \delta}{R\omega C}} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 U_m \sin(\delta) &= U_m \sin(\delta + \theta) e^{-\frac{\omega t - \theta}{R\omega C}} \\
 &= U_m \frac{R\omega C}{\sqrt{1 + (R\omega C)^2}} e^{-\frac{\arctan(R\omega C) + \delta}{R\omega C}}
 \end{aligned}$$

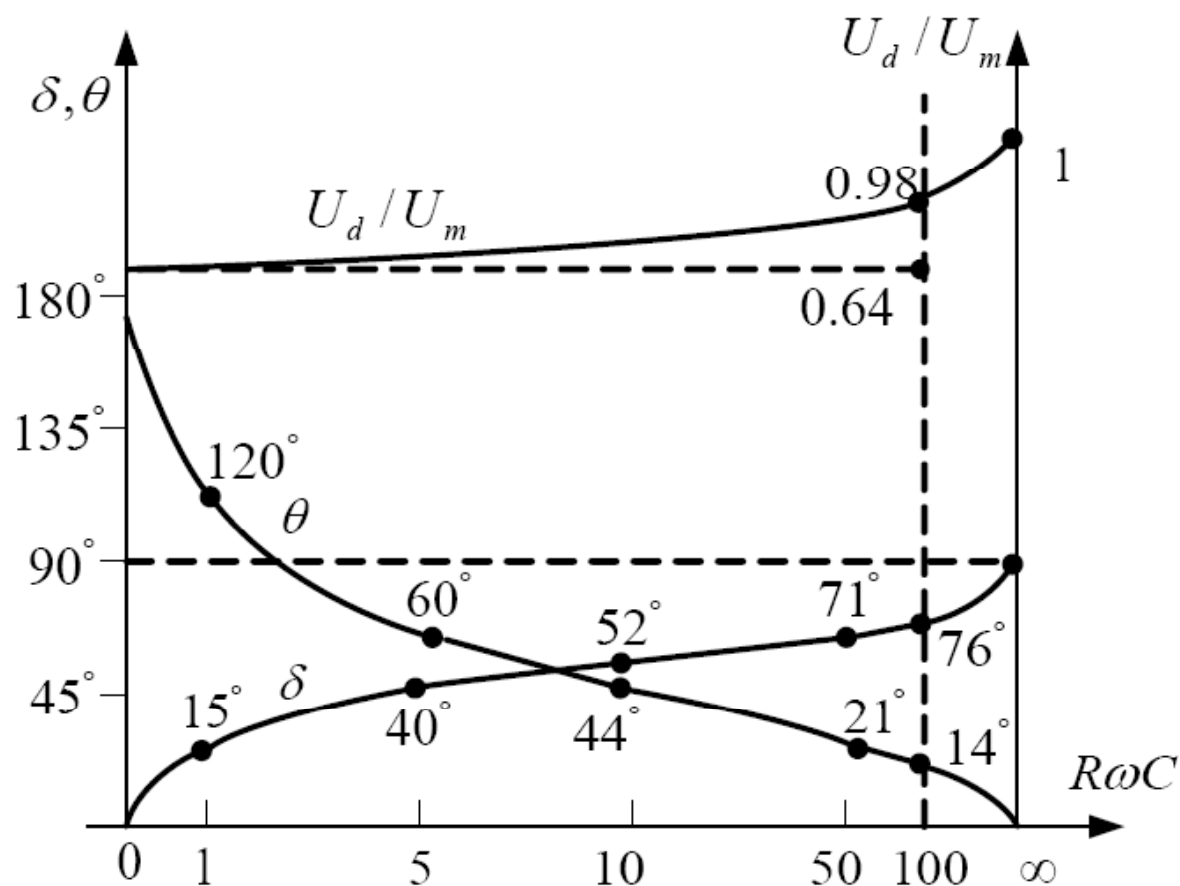
求出起始导电角 δ

$$\frac{R\omega C}{\sqrt{1 + (R\omega C)^2}} e^{-\frac{\arctan(R\omega C) + \delta}{R\omega C}} = \sin \delta$$

输出电压由2部分组成

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\theta+\delta} U_m \sin(\omega t) d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int_{\theta+\delta}^{\pi+\delta} U_m \sin(\theta + \delta) e^{-\frac{\omega t - \theta - \delta}{R\omega C}} d(\omega t)$$

$$= \frac{2U_m}{\pi} \sin \frac{\theta}{2} \left[\sin(\delta + \frac{1}{2}\theta) + R\omega C \cos(\delta + \frac{1}{2}\theta) \right]$$



- 在设计时根据负载的情况选择电容C值，使 $RC \geq (1.5 \sim 2.0)T_s$ ，此时输出电压为：
 $U_d \approx 0.9 U_m$ 。 $\delta \approx 51.7^\circ$ ， $\theta \approx 44^\circ$ 。

表 5.1 起始导电角 δ 、导电角 θ 、 U_d/U_m 与 $R\omega C$ 函数关系

$R\omega C$	0 ($C = 0$ ，电阻负载)	1	5	10	40	100	500	∞ (空载)
δ°	0	14.5	40.3	51.7	69	75.3	83.7	90
θ°	180	120.5	61	44	22.5	14.3	5.4	0
U_d/U_m	0.64	0.68	0.83	0.90	0.96	0.98	0.99	1

若 $C = 0$ ，电阻性负载，由 (5.67)，(5.71) 和 (5.72) 式得到

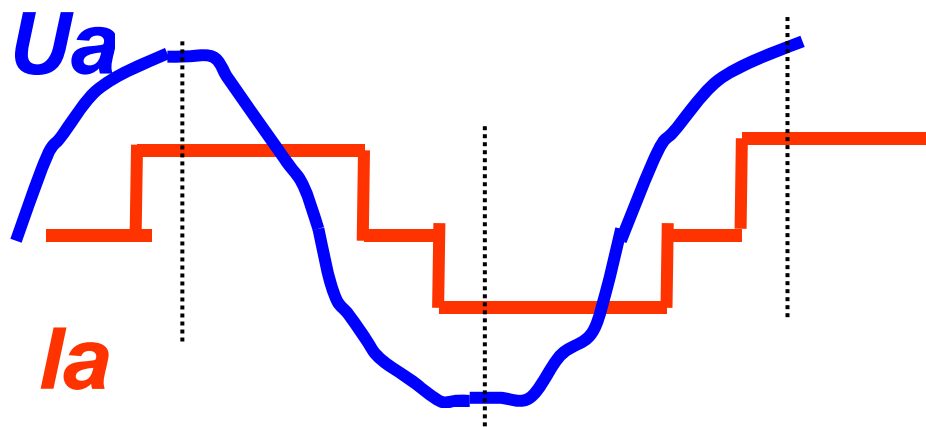
$$\delta = 0^\circ, \theta = 180^\circ, U_d = 2/\pi \cdot U_m = 0.64U_m$$

若 $R = \infty$ ，空载，则

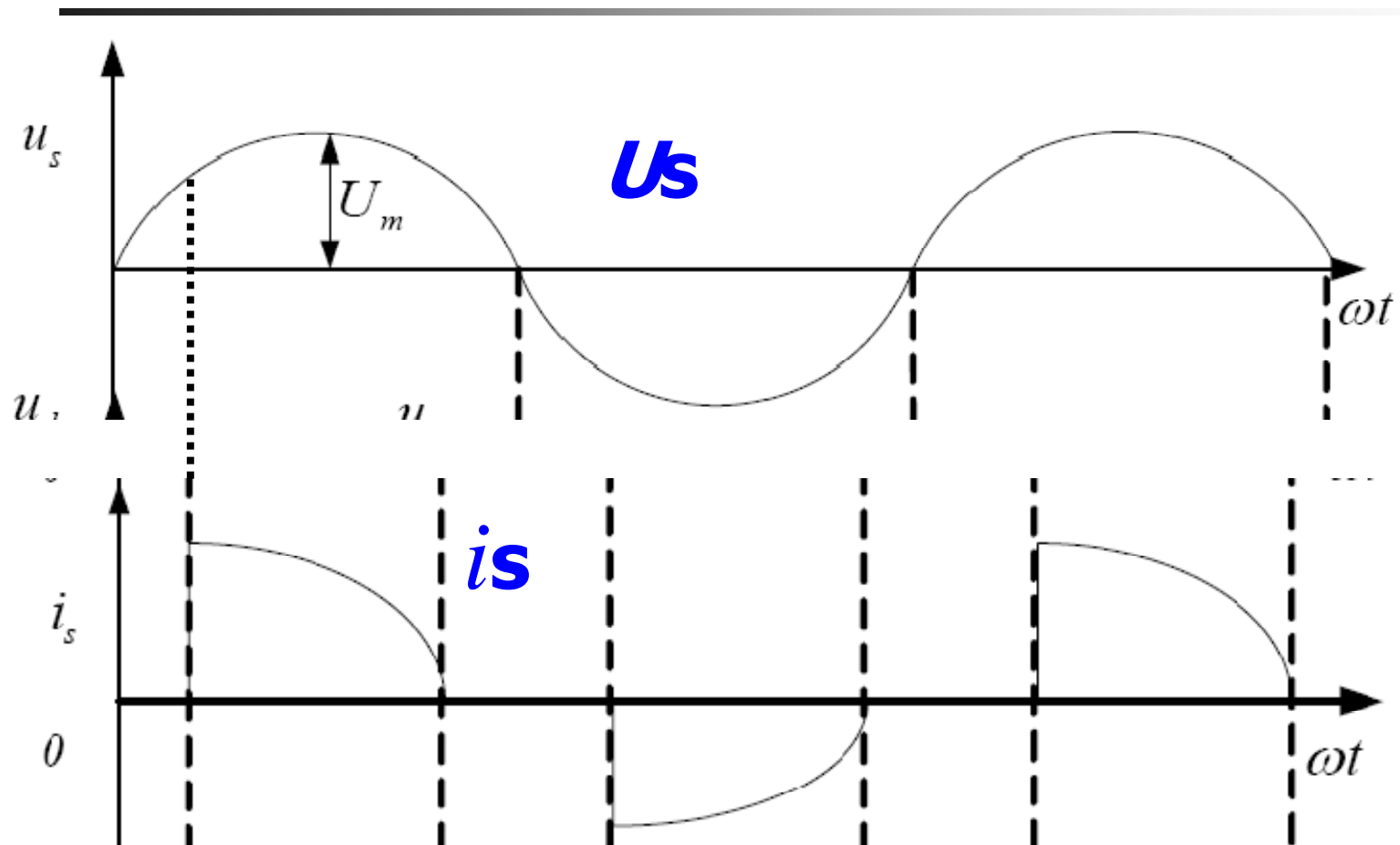
$$\delta = 90^\circ, \theta = 0^\circ, U_d = U_m$$

5.5 整流电路的谐波和功率因数

- 随着电力电子技术的发展，其应用日益广泛，由此带来的**谐波**(harmonics)和**无功**(reactive power)问题日益严重，引起了关注。
- **谐波**：输入端电流形状：THD
- **无功**：输入端电流与电源电压的相位



电容整流



- **无功的危害：**

- **导致设备容量增加。**
- **使设备和线路的损耗增加。**
- **线路压降增大，冲击性负载使电压剧烈波动。**

- **谐波的危害：**

- **降低设备的效率。**
- **影响用电设备的正常工作。**
- **引起电网局部的谐振，使谐波放大，加剧危害。**
- **导致继电保护和自动装置的误动作。**
- **对通信系统造成干扰。**

5.5.1 谐波

- 正弦波电压可表示为：

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u)$$

- 对于非正弦波电压，
满足狄里赫利条件，
可分解为傅里叶级数：

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

- 或

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d\omega t$$

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_u)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d\omega t$$

$$\varphi_u = \arctan(a_n / b_n)$$

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_u)$$

- **基波 (fundamental) ——频率与工频相同的分量**
- **谐波——频率为基波频率大于1整数倍的分量**
- **谐波次数——谐波频率和基波频率的整数比**
- **电流总谐波含量 (Total Harmonic distortion)**

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2}$$

- **ξ 电流波形正弦因数，表征电流对正弦的偏离度**

$$\xi = \frac{I_1}{I} = \frac{I_1}{\sqrt{I_1^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

5.5.2 功率因数

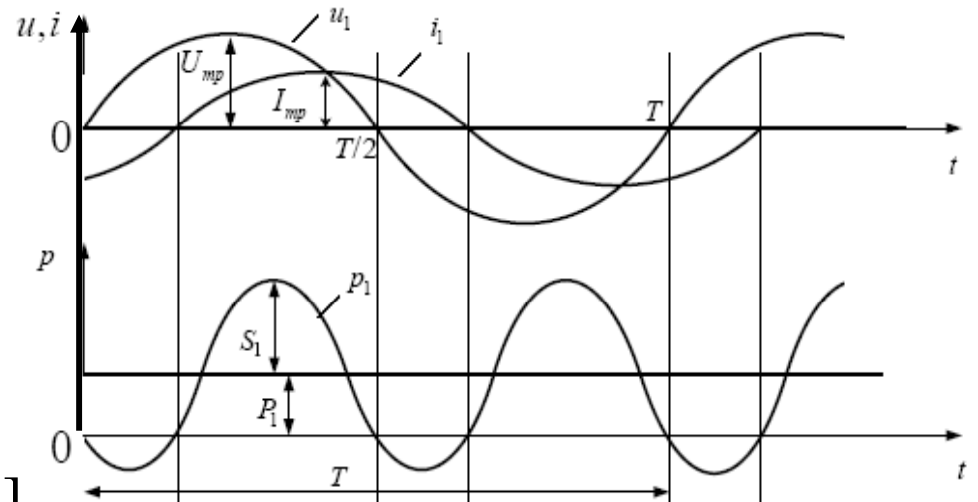
1、在正弦电路中

$$u = u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$$

$$i = i_1 = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1)$$

■ 瞬时功率定义：

$$\begin{aligned} p &= p_1 = u_1 i_1 \\ &= 2U_1 I_1 \sin \omega t \sin(\omega t - \phi_1) \\ &= 2U_1 I_1 [\cos \phi_1 - \cos(2\omega t - \phi_1)] \\ &= P_1 - S_1 \cos(2\omega t - \phi_1) \\ &= P_{dc} + P_{ac} \end{aligned}$$



- S_1 为基波表观功率
- P_1 为基波有功功率

-
- **瞬时功率** $p = p_1 = P_1 - S_1 \cos(2\omega t - \phi_1) = P_{dc} + P_{ac}$

- **正弦电路的有功功率就是其平均功率：**

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{1}{T} \int_0^T P_{dc} dt + \frac{1}{T} \int_0^T P_{ac} dt = U_1 I_1 \cos \phi_1 = P_{dc} = P$$

- **视在功率：S=S₁=U₁I₁**
- **无功功率：**
Q=Q₁=U₁I₁sinφ

- **功率因数定义为有功功率和视在功率的比**

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T p dt}{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}}$$

- **正弦电路的功率因数（也称位移因数）由电压和电流的相位差 ϕ_1 决定：**

$$\lambda = \frac{P}{S} = \cos \phi_1$$

- **有功功率、无功功率和表观功率的关系**

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

2、非正弦电路中的情况

- 有功功率、视在功率、功率因数的定义均和正弦电路相同，功率因数仍由式 $\lambda = P/S$ 定义。
- 不考虑电压畸变，研究电压为正弦波、电流为非正弦波的情况有很大的实际意义。

例子：相控整流电路 控制角 $\alpha > 0$

$$u = u_1 = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t$$

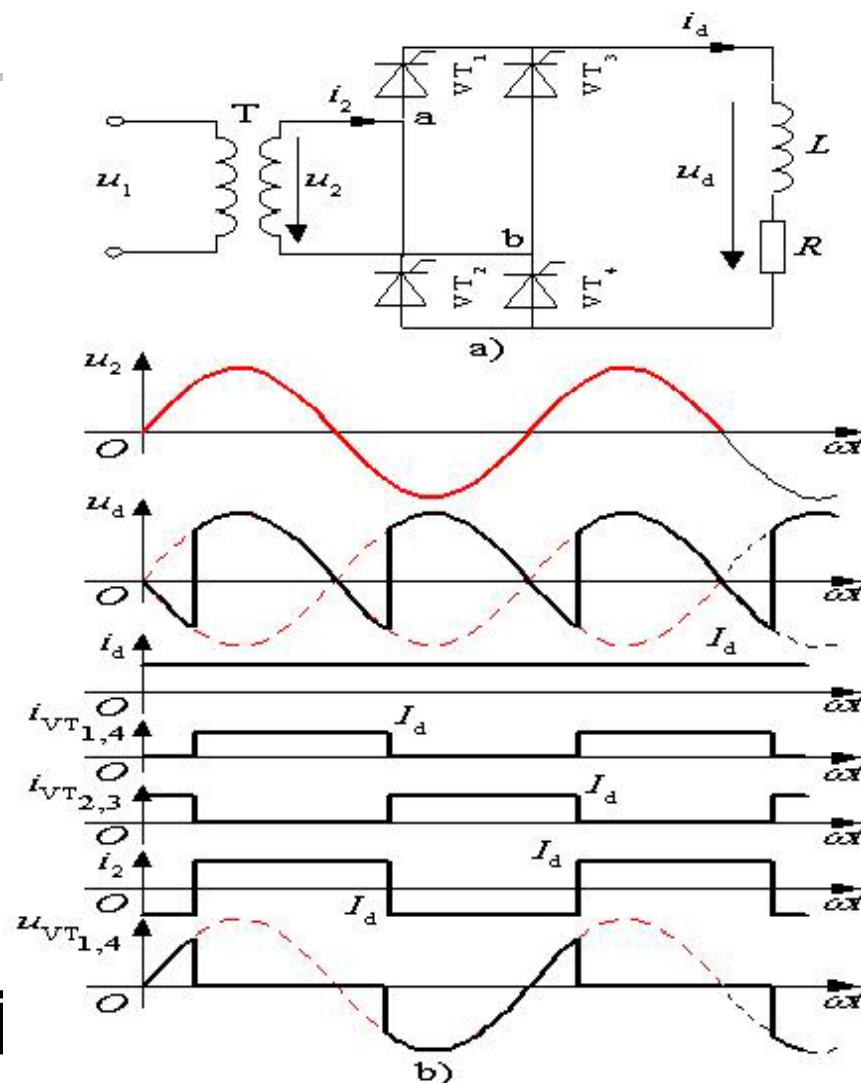
$$i = I_1 \sin(\omega t - \phi_1)$$

$$+ \sum_n^{\infty} I_{nm} \sin(\omega t - \phi_n) \Big|_{n=3,5,7,9,\dots}$$

■ 基波电流幅值

$$I_{1m} = \frac{\pi}{4} I_d = \sqrt{2} I_1$$

■ 式中 I_1 为基波电流有效值



- **电流有效值**
$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots}$$
$$p_1 = u_1 \dot{i}_1$$
- **基波瞬时功率**
$$= \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \phi_1)$$
$$= P_1 - S_1 \cos(2\omega t - \phi_1)$$
- **表观功率**
$$S = UI = U_1 I = U_1 \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + \dots}$$
- **有功功率**
$$P = \lambda S$$

问题：谐波能够做有功吗？

-
- **功率因数为：**

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \phi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \phi_1 = \xi \cos \phi_1$$

- **正弦因数—— $\xi = I_1/I$ ，即基波电流有效值和总电流有效值之比，表征电流对正弦的偏离度。**
- **位移因数（基波功率因数）—— $\cos \varphi_1$**
- **网侧功率因数 λ 由基波位移因数 $\cos \varphi_1$ 和电流波形正弦因数 ξ 共同决定的。**

非正弦电路的无功功率

- 无功功率Q反映了能量的流动和交换，是变流设备的重要技术指标。
- 尚无被广泛接受的科学而权威的定义。课本中定义无功功率：

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2} = S\sqrt{1 - \lambda^2}$$

5.5.3 基波相位移 φ_1 与控制角 α 的关系

- 电感滤波的单相和三相桥式整流电路的基波相位移 φ_1 等于控制角 α
 - $\varphi_1 = \alpha$
- 相控整流电路的缺点：
 - 深控下（ $\alpha \rightarrow \pi/2$ ）的整流电路，功率因数很低，意味着输出有功功率降低，而每相电网吸取的基波无功功率 Q_1 却相应增大。
- 对有源逆变电路：
 - 控制角 α 越小功率因数也越低，最大控制角 α_m 不能过低

5.5.4 脉波数m对功率因数 λ 的影响

对 $m=2$ 的单相桥式整流电路，基波电流有效值为

$$I_1 = \frac{I_{1m}}{\sqrt{2}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$$

而电流有效值

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2 d\omega t} = I_d$$

电流波形正弦因数

$$\xi = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0.9$$

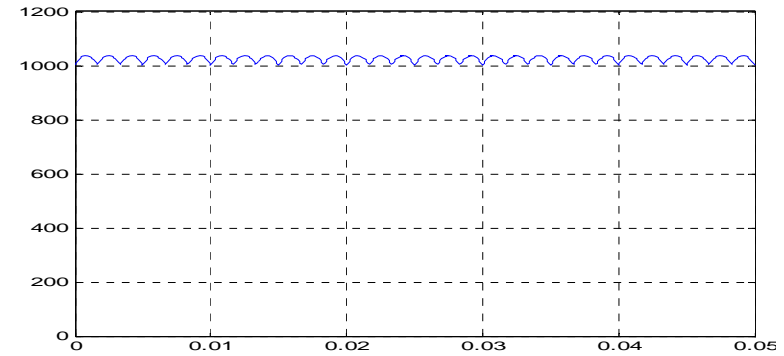
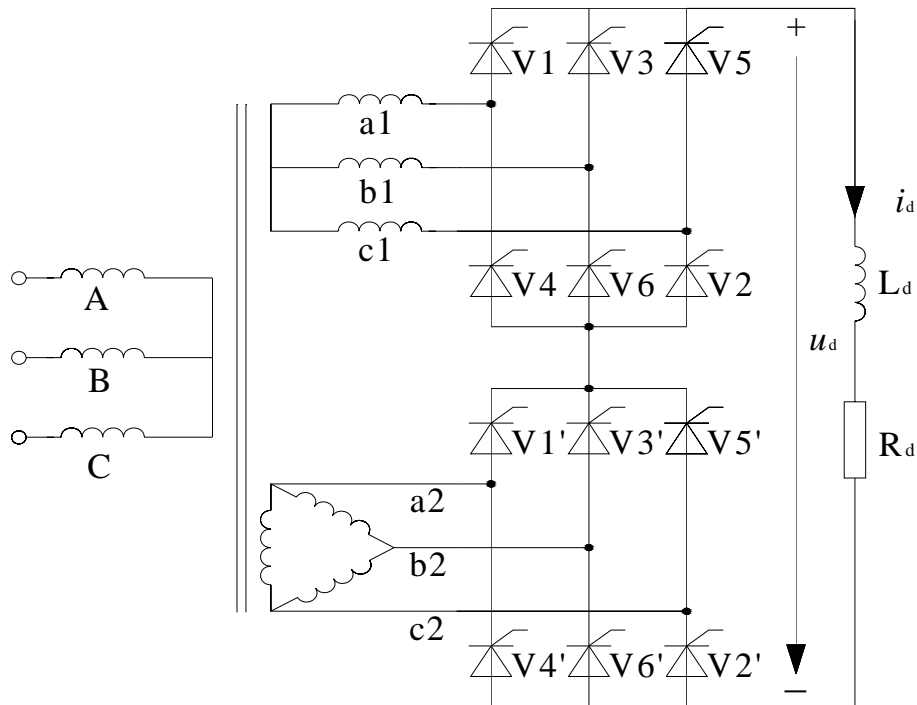
对三相桥式整流电路 ($m=6$)
电流波形正弦因数为

$$\xi = \frac{I_{A1}}{I_A} = \frac{\sqrt{6}I_d}{\pi} / \sqrt{\frac{2}{3}}I_d = \frac{3}{\pi} = 0.955$$

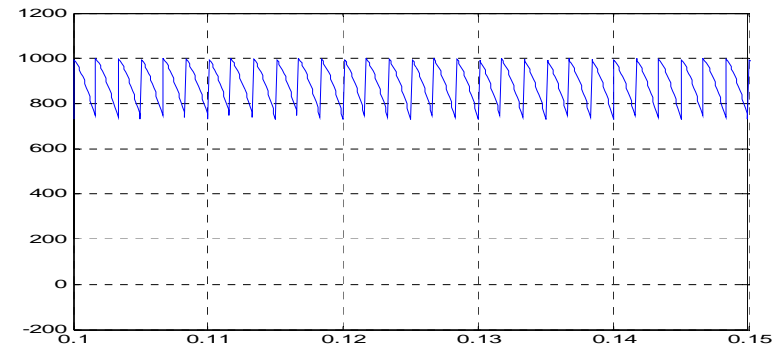
结论： 随着脉波数 m 值的提高入端电流
电流波形正弦因数 ξ 也接近于 1，

在 m 值较高的电路可近似为： $\lambda \approx \cos \phi_1$

双桥串联12脉波相控整流电路



$\alpha = 0^\circ$



$\alpha = 30^\circ$

5.5.5 电流谐波对电网的不良影响

■ 三相全桥整流电路入端电流

$$i_A = I_{A1m} \left(\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \cdots + \frac{1}{n} \sin n\omega t \right)$$

网侧高次谐波电流的存在，使电路产生畸变功率 D ，增加了电路的无功功率 Q 。

入端电流（**电力污染**）：
关心无功和谐波

电路各种功率可分别表示为：

基波无功功率

$$Q_1 = S_1 \sin \phi_1$$

基波表现功率

$$S_1 = U_1 I_1 = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2}$$

畸变功率

$$D = U \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \cdots + I_n^2} = U_1 I_1 K_H = S_1 K_H$$

总表观功率

$$\begin{aligned} S = UI &= U_1 I_1 \sqrt{1 + K_H^2} = S_1 \sqrt{1 + K_H^2} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \\ &= \sqrt{P_1^2 + Q^2} \end{aligned}$$

式中：

$$K_H = THD$$

总无功功率

$$Q = \sqrt{Q_1^2 + D^2}$$

(

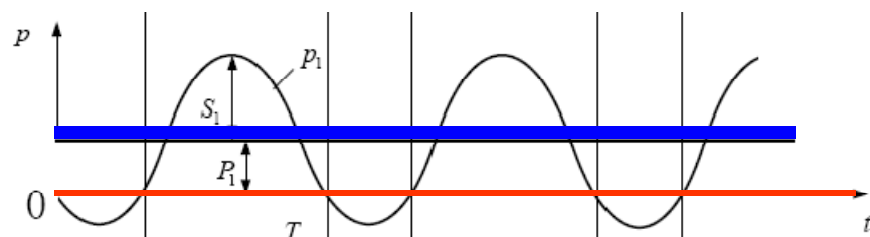
低功率因数的危害

无功危害：

增大传递功率，装置容量扩大，线路损耗大 等

谐波危害：

危机电力设备（如电容，变压器），电磁干扰，附近振荡等



解决办法：

高功率因数整流技术

5.6 谐波抑制的措施和提高功率因数的途径

1、谐波抑制的措施

■ 减少整流装置的谐波输出

- 对整流装置——谐波源采取必要的技术措施：如采用①增加整流装置相数；②PWM整流器；③有源功率因数校正器（APFC）等。

■ 减少谐波对公用电网的影响。

- 对非线性负载产生的谐波安装滤波器，包括无源滤波器和有源电力滤波器，限制谐波源注入公用电网的谐波电流，把电网谐波电压控制在允许范围内。

2、提高功率因数 $\lambda = \xi \cos \phi_1$ 的途径

- 消除电流波形中的谐波畸变成分，使基波因数 $\xi = 1$ ，实现电流波形正弦化；
- 使电流与电压同相位，使位移因数（基波功率因数） $\cos \phi_1 = 1$ 。大体可分成两个类型：一是补偿法；二是校正法。

作业

- 251页 :
- 5-1 ; 5-2 ; 5-6

